



UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI TRIESTE

FACOLTÀ DI INGEGNERIA

Corso di Laurea in Ingegneria Elettronica curr. Telecomunicazioni

STUDIO PER LA PROGETTAZIONE DELLA STAZIONE A TERRA PER IL SATELLITE ATMO CUBE

Tesi di Laurea in Sistemi di Telecomunicazione

Relatore:
Chiar.mo Prof. Elvio Valentinuzzi

Laureando:
Giovanni Piccinato

Correlatori:
Dott. Maurizio Comari

Anno Accademico 2009-2010

Indice

1	Sistema di comunicazione	15
1.1	Satellite AtmoCube	15
1.2	Ground Station	16
1.3	Controllo e gestione dati	16
1.3.1	Sistemi radio	17
1.3.2	Controllo rotori	19
1.3.3	Gruppo alimentazione	19
1.3.4	Packet radio (TNC)	19
1.4	Sezione segnali ad radio frequenza	19
1.4.1	Antenne	20
1.4.2	Power Splitter	21
1.4.3	Amplificatori a basso rumore	21
1.4.4	Dispositivi di protezione	21
2	Power splitter	23
2.1	Power splitter resistivo	24
2.2	Wilkinson power splitter	26
2.3	Simulazioni sul power splitter di Wilkinson	32
2.4	Divisore di potenza a $\frac{\lambda}{4}$	34
2.5	Dimensionamento del divisore di potenza a $\frac{\lambda}{4}$ e simulazioni	37
2.6	Conclusione allo studio teorico	40
2.7	Realizzazione power splitter a $\frac{\lambda}{4}$	42
2.8	λ in linea	43
2.9	Power splitter a 437 MHz	44
2.9.1	Misurazione al VNA	44
2.9.2	Misurazioni con analizzatore di spettro	49
2.10	Splitter a 144 MHz	53
2.10.1	Misurazione al VNA	54

2.10.2	Misurazione con l'analizzatore di spettro	57
2.11	Conclusioni	57
3	Amplificatori a basso rumore	59
3.1	Amplificatore a 144MHz: misure	60
3.1.1	Misure di guadagno e larghezza di banda con VNA	60
3.1.2	Misura del punto di intercetta del terzo ordine IP_3	65
3.1.3	Misura della figura di rumore	68
3.2	Amplificatore a 437MHz: misure	78
3.2.1	Misura guadagno e larghezza di banda con VNA	78
3.2.2	Misura del punto di intercetta del terzo ordine IP_3	81
3.2.3	Misura della figura di rumore	83
3.3	Misura delle perdite del cavo di cablaggio RG 213 U	85
3.4	Riepilogo dati	85
4	Link Budget	87
4.1	Caratterizzazione del sistema trasmettente	88
4.1.1	Potenza del trasmettitore (P)	88
4.1.2	Perdite linea di alimentazione dell'antenna (L_l)	89
4.1.3	Guadagno effettivo d'antenna (G_t)	90
4.1.4	Effective Isotropic Radiated Power (EIRP)	92
4.2	Attenuazioni di collegamento	92
4.2.1	Attenuazione di spazio libero (L_s)	92
4.2.2	Perdite di propagazione (L_a)	94
4.3	Caratterizzazione del sistema ricevente	97
4.3.1	Guadagno dell'antenna ricevente (G_r)	98
4.3.2	Temperatura di sistema equivalente (T_s)	98
4.3.3	Temperatura di rumore dell'antenna (T_a)	99
4.3.4	Temperatura del blocco di ricezione (T_r)	102
4.3.5	Data rate (R)	105
4.3.6	Ricapitolando	105
4.3.7	Link budget e Bit Error Rate (BER)	106
4.3.8	Perdita di implementazione	106
4.3.9	Probabilità d'errore (P_e)	106
4.4	Tabelle link budget	107
4.4.1	Tratta uplink radio Kenwood	108
4.4.2	Downlink budget radio Kenwood	109
4.4.3	Uplink budget radio custom	110
4.4.4	Tratta downlink radio custom	111
A	Analizzatore vettoriale di reti	113

B	Dettagli misure su LNA e RG213U	125
B.1	Dettagli misure su LNA	125
B.1.1	Generatori di segnali	125
B.1.2	Analizzatore vettoriale di reti	125
B.1.3	Power splitter	126
B.1.4	Analizzatore di spettro	126
B.1.5	Modelli di analizzatore di spettro	127
B.1.6	Connettori	128
B.2	Calibrazione Analizzatore Vettoriale di Reti	129
B.2.1	Calibrazione per la misura degli amplificatori	129
B.2.2	Calibrazione per la misura del cavo RG 213 U	129
C	Dati LNA da costruttore	131
D	Schemi radio Custom	135
E	Datasheet vari	139
F	Ringraziamenti	147

Elenco delle tabelle

2.1	Misurazioni potenze	53
2.2	Misurazioni delle potenze trasferite tra le porte dello splitter	57
3.1	Parametri S amplificatore, stazione in trasmissione	63
3.2	Dati misurati sull'LNA a 144 MHz	68
3.3	Risposte spurie dell'amplificatore PRM145	72
3.4	Noise figure dell'amplificatore PRM145	77
3.5	Noise figure con Noise generator, PRM145	78
3.6	Dati misurati sull'LNA a 437 MHz	81
3.7	Noise Figure, valori di tensione PRM430	84
3.8	Noise figure dell'amplificatore PRM430	84
3.9	Noise figure con noise generator, PRM430	84
3.10	Riepilogo amplificatori	86
3.11	Riepilogo attenuazioni del cavo	86
4.1	Potenze sistemi radio	89
4.2	Perdite linea di alimentazione	91
4.3	Riassunto parametri delle antenne	91
4.4	Tabella EIRP	92
4.5	Distanze e relative attenuazioni calcolate con l'equazione 4.6	93
4.6	Temperatura di rumore delle antenne	102
4.7	Temperatura blocco ricevitore Kenwood	103
4.8	Temperatura blocco ricevitore custom	104
4.9	Temperatura finali ricevitore	105
4.10	Uplink Budget radio Kenwood	108
4.11	Link budget downlink, radio Kenwood	109
4.12	Uplink Budget radio custom	110
4.13	Link budget downlink, radio custom	111

B.1 Tabella tipi di connettori 128

Elenco delle figure

1.1	Schema parte di controllo della stazione a terra	17
1.2	Schema radio Custom	18
1.3	Schema a blocchi sezione a radio frequenza	20
2.1	Funzionamento power splitter e power combiner	23
2.2	Power splitter resistivo	24
2.3	Power splitter di Wilkinson	27
2.4	Power splitter di Wilkinson in forma simmetrica e normalizzata	28
2.5	Circuito equivalente in modo pari(a) e modo dispari(b)	29
2.6	Circuito di Wilkinson per trovare $s_{1,1}$ con adattamento delle porte (a) e circuito equivalente (b)	31
2.7	Schema QUCS splitter di Wilkinson	33
2.8	Grafico logaritmico andamento parametri [S]	33
2.9	Divisore di potenza a $\frac{\lambda}{4}$	34
2.10	Schema elettrico per il calcolo della potenza disponibile su porta 2	35
2.11	Schema QUCS splitter $\frac{\lambda}{4}$ con impedenze di linea pari a 70.7Ω	38
2.12	Divisore a $\frac{\lambda}{4}$: andamento logaritmico parametri s	39
2.13	Divisore a $\frac{\lambda}{4}$: carta di Smith parametro $s_{1,1}$	39
2.14	Divisore a $\frac{\lambda}{4}$: andamento logaritmico parametri [S], con impe- denze di linea a 75Ω	40
2.15	Misurazione VNA su tratta di linea a $\frac{\lambda}{4}$	45
2.16	Power splitter a $\frac{\lambda}{4}$	46
2.17	Splitter a 437 MHz: valore parametro $s_{1,1}$ su carta di smith	47
2.18	Splitter a 437 MHz: valore parametro $s_{1,1}$ in scala logaritmica	47
2.19	Splitter a 437 MHz: andamento parametro $s_{1,1}$ con circuito di adattamento in carta logaritmica	48
2.20	Splitter a 437 MHz: andamento parametro $s_{1,1}$ con circuito di adattamento in carta di Smith	48

2.21	Setup di misurazione a 3 porte	49
2.22	Splitter a 437 MHz: parametri degli adattamenti delle porte del divisore di potenza	50
2.23	Splitter a 437 MHz: parametri trasferimenti di potenza tra le porte	51
2.24	Schema misurazione con analizzatore	52
2.25	misurazione linea $\frac{\lambda}{4}$ a 144 MHz	54
2.26	linee adattate	55
2.27	Splitter a 144 MHz	56
3.1	Schema a blocchi semplificato di connessione dell'LNA	59
3.2	Schemi circuitali amplificatori	61
3.3	Misura LNA con VNA	62
3.4	LNA 144 MHz: banda	63
3.5	LNA 144 MHz: guadagno a 144 MHz	64
3.6	LNA 144 MHz: Return Loss	64
3.7	Sistema di calcolo IP_3	66
3.8	Sistema 2 di calcolo IP_3	67
3.9	Grafico IP_3 amplificatore 144 MHz	69
3.10	Noise Figure, analizzatore Advantest	70
3.11	Noise Figure, analizzatore R&S	71
3.12	Controllo ricevitore	73
3.13	Dettagli sistema di misura del guadagno del ricevitore	74
3.14	Noise figure del ricevitore ICOM	75
3.15	Noise Figure di amplificatore e ricevitore	76
3.16	Sistema equivalente per la Noise Figure	76
3.17	Noise generator	78
3.18	LNA 437 MHz:banda	79
3.19	LNA 437 MHz:guadagno a 437 MHz:	80
3.20	LNA 437 MHz:return loss	80
3.21	Grafico IP_3 LNA 437	82
3.22	Misura cavo RG213U con VNA	85
3.23	Attenuazione cavo RG213U	86
4.1	Linea di alimentazione dell'antenna	90
4.2	Effetti della polarizzazione in uplink	95
4.3	Polarizzazione delle antenne in downlink	97
4.4	Dispositivi utilizzati per la tratta antenna-radio del sistema a terra	103
4.5	Dispositivi componenti la tratta antenna-radio del sistema a terra	104

Glossary

BER Bit Error Rate. 105

ENR Excess Noise Ratio. 73

ESA European Space Agency. 14

FFT Fast Fourier Transform. 125

LNA Low Noise Amplifier. 59

MDS Minimum Discernable Signal. 68

OTOI Output Third Order Intercept. 60

PTT Push To Talk. 60, 130, 131

RBW Resolution Bandwidth. 124

UHF Ultra High Frequency. 123

VBW Video Bandwidth. 125

VHF Very High Frequency. 123

VNA Analizzatore vettoriale di reti. 123

Reference Documents

- [RD-1] Progetto di sistema del satellite atmocube architettura di comunicazione e architettura di sistema. Master's thesis, Università degli Studi di Trieste, 2006.
- [RD-2] Alessandro Cuttin. Prototipo amplificatore di potenza mhw704. Report AC-TR-001, Trieste University, January 2009.
- [RD-3] Samuele Falcomer. Analisi e progetto di un'antenna da installare sul satellite atmocube. Master's thesis, Università degli Studi di Trieste, 2006. Corso di laurea triennale in Ingegneria delle Telecomunicazioni, A.A. 2005-2006.
- [RD-4] Jakob Fromm Pedersen. Cubesat educational payload on the vega maiden flight interface control document, rev 5. ICD LEX-EP/2008/RW/31, ESA, November 2009.
- [RD-5] Donald H. Hamsher. *Communication System Engineering Handbook*. U.S. Army Electronics Command, 1967.
- [RD-6] Hewlett & Packard. *Application note 57: Noise Figure Primer*, Application note, January 1965.
- [RD-7] Micheal Hiebel. *Foundamentals of Vector Network Analysis*. Rohde & Schwarz, first edition, 2007.
- [RD-8] Wiley J. Larson James R. Wertz. *Space Mission Analisis and Design*. Space Technology Series. Microcosm Press, El Segundo, California and Kluwer Academic Publishers, London, third edition, 2003.
- [RD-9] Shady Kalbouneh. Verifica e installazione del sistema di ricetrasmissione e inseguimento per la stazione a terra del satellite atmocube. Master's thesis, Università degli Studi di Trieste, 2009.
- [RD-10] Pierre Lantos. Low Frequency Observations of the Quiet Sun: a Review. In *Proceedings of Nobeyama Symposium on Solar Physics with Radio Observations*, Kiyosato, Japan, 1998.
- [RD-11] Martin Davidoff K2UBC. *The Radio Amateur's Satellite Handbook*, 2001.

- [RD-12] Giovanni Piccinato. Caratteristiche tecniche dei dispositivi impiegati nella stazione a terra. Technical Report AC-TR-010, Trieste University, mar 2010.
- [RD-13] David M. Pozar. *Microwave Engeneering*. John Wiley & Sons, Inc, second edition, 1998.
- [RD-14] Fawwaz T. Ulaby. *Fondamenti di campi elettromagnetici teoria e applicazioni*. McGraw-Hill Companies, S.r.l. Publishing Group Italia, first edition, 2006. edizione italiana.
- [RD-15] Baldini Veronica. *Realizzazione del ricetrasmittitore a terra per la Ground Station Atmocube*, Marzo 2010.
- [RD-16] Tom Vito and Kevin McClaning. *Radio Receiver Design*. Noble Publishing, first edition, 2000.
- [RD-17] Robert A. Witte. *Spectrum & Network measurements*. Prentice Hall Engelwood Cliffs, NJ, first edition, 1993.

Introduzione

Il progetto AtmoCube nasce dalla collaborazione tra Dipartimento di Fisica e il Dipartimento di Elettrotecnica, Elettronica e Informatica dell'Università di Trieste. Lo scopo del progetto è la creazione e la messa in orbita di un nano satellite appartenente alla costellazione CubeSat. Il progetto è promosso dall'European Space Agency (ESA). La missione è lo studio dell'atmosfera ad un'altitudine di che va dai 360Km ai 1447Km. La caratteristica principale del satellite sono le contenute dimensioni, si parla infatti di un cubo con un lato di 10 cm e con una massa massima di 1Kg.

Struttura e obiettivi della tesi

Questo lavoro di tesi è incentrato sullo studio e la progettazione della Ground Station, ovvero la struttura che permette di interfacciare i sistemi terrestri al satellite messo in orbita. L'obiettivo finale è la realizzazione di una struttura il più possibile automatizzata in grado di assicurare la comunicazione fra terra e satellite, avendo a disposizione un budget limitato dal punto di vista economico. La Ground Station può essere divisa idealmente in due parti. Una prima parte è composta da una serie di elementi che permettono di processare i segnali scambiati tra terra e satellite in entrambe le direzioni; tali elementi sono amplificatori, antenne, sistemi radio, cavi coassiali e power splitter. La seconda parte ha lo scopo di gestire il sistema di comunicazione tramite vari dispositivi di controllo. L'intero sistema viene presentato nel primo capitolo. Nel secondo capitolo è riportato uno studio sia dal punto di vista teorico sia dal punto di vista pratico del dispositivo power splitter (divisore di potenza). Lo studio ha lo scopo di capire quale circuito risulta il più adatto mettendo in evidenza vantaggi e svantaggi dei vari dispositivi in grado di dividere e combinare potenze. Nel terzo capitolo sono riportate le misurazioni eseguite in laboratorio sugli amplificatori a basso rumore, fondamentali all'interno del sistema di comunicazione. L'obiettivo delle misurazioni è ottenere dati più realistici rispetto a quelli riportati dal costruttore. Nello stesso capitolo vengono brevemente illustrate anche le misurazioni effettuate sul cavo coassiale RG 213U utilizzato per il trasporto dei segnali ad alta frequenza. Infine viene definito il *link budget*, ovvero un'analisi della capacità del sistema di comunicazione stazione a terra/satellite.

1 Sistema di comunicazione

Il sistema di comunicazione implementato si presenta con le caratteristiche del ponte radio, in cui i sistemi collegati sono il satellite e la stazione a terra. La modulazione utilizzata è una BFSK, con canale di tipo half-duplex. Rispetto ad un ponte radio tradizionale, la difficoltà aggiuntiva è data dal movimento del satellite: viaggiando a velocità molto elevata (circa $7.6 \cdot 10^3 \text{ms}^{-1}$), i sistemi sono in grado di comunicare solo per pochi minuti per ogni passaggio effettuato dal satellite sopra la ground station. Di seguito vengono presentati brevemente i sistemi di comunicazione installati nella stazione a terra e imbarcati in AtmoCube.

1.1 Satellite AtmoCube

La principale difficoltà è determinata dalla poca potenza disponibile per il sistema di comunicazione e le dimensioni contenute del satellite. Quest'ultima caratteristica presenta allo stesso tempo un grosso vantaggio dato che la radio e l'antenna sono collegate da una brevissima linea di trasmissione considerata senza perdite.

Radio satellitare

Il sistema radio alloggiato nel satellite è un sistema ricetrasmittente che utilizza il circuito integrato CC1100, seguito da un doppio stadio amplificatore. La potenza massima prodotta dall'ultimo stadio amplificatore (un Motorola MHW704) definisce quella che è la potenza massima in trasmissione esprimibile dalla radio satellitare. Il valore è 4.5 W (6.53dBW)[RD-2, pag.17]. Tuttavia si preferisce far lavorare l'amplificatore con una potenza in uscita pari a 3.2 W (5.03dBW), cioè un valore più basso rispetto al parametro massimo di 1.5dB, per evitare di stressare troppo il dispositivo. Tutta la potenza viene fornita all'antenna, dato che la linea di alimentazione è supposta priva di

perdite. Per l'intero sistema si considera una cifra di rumore di 1.17, pari a una figura di rumore di 0.7dB [RD-1].

Antenna satellitare

L'antenna utilizzata sarà un dipolo a $\frac{\lambda}{2}$. Al momento è la scelta migliore perchè presenta un'elevato angolo di apertura a -3dB, circa 74° , a scapito di un basso guadagno nella massima direzione di irradiazione stimato di 2dB.

1.2 Ground Station

La ground station è situata nell'osservatorio astronomico di Basovizza; il luogo è stato scelto poichè discretamente isolato da centri abitati e situato in un piano sopraelevato rispetto ai rilievi montuosi circostanti. Inoltre l'esperienza e la collaborazione fornita dal personale dell'osservatorio è stata molto utile per la progettazione della stazione a terra.

Come già accennato in precedenza, la ground station può essere divisa in due parti:

- Parte di controllo e gestione dati;
- Sezione s radio frequenza.

La ground station deve essere in grado di gestire segnali a due frequenze diverse cioè 144 MHz e 437 MHz. Va precisato che la frequenza 144 MHz non viene più utilizzata dal satellite AtmoCube, che utilizza il solo canale a 437 MHz in modo half-duplex, rendendo impossibile la comunicazione contemporanea tra terra-satellite e tra satellite-terra. Malgrado qualche complicazione aggiuntiva per quanto riguarda i protocolli di handshaking, la scelta permette un notevole risparmio di potenza necessaria a far funzionare i sistemi a bordo del satellite.

In fase di progettazione si è cercato ottenere un elevato grado di automizzazione, tramite un utilizzo massiccio di interfacce che consentono al server di gestire i dispositivi di controllo.

1.3 Controllo e gestione dati

La parte di controllo e gestione dati è collocata all'interno degli edifici dell'osservatorio. In figura 1.1 è riportato lo schema a blocchi del sistema.

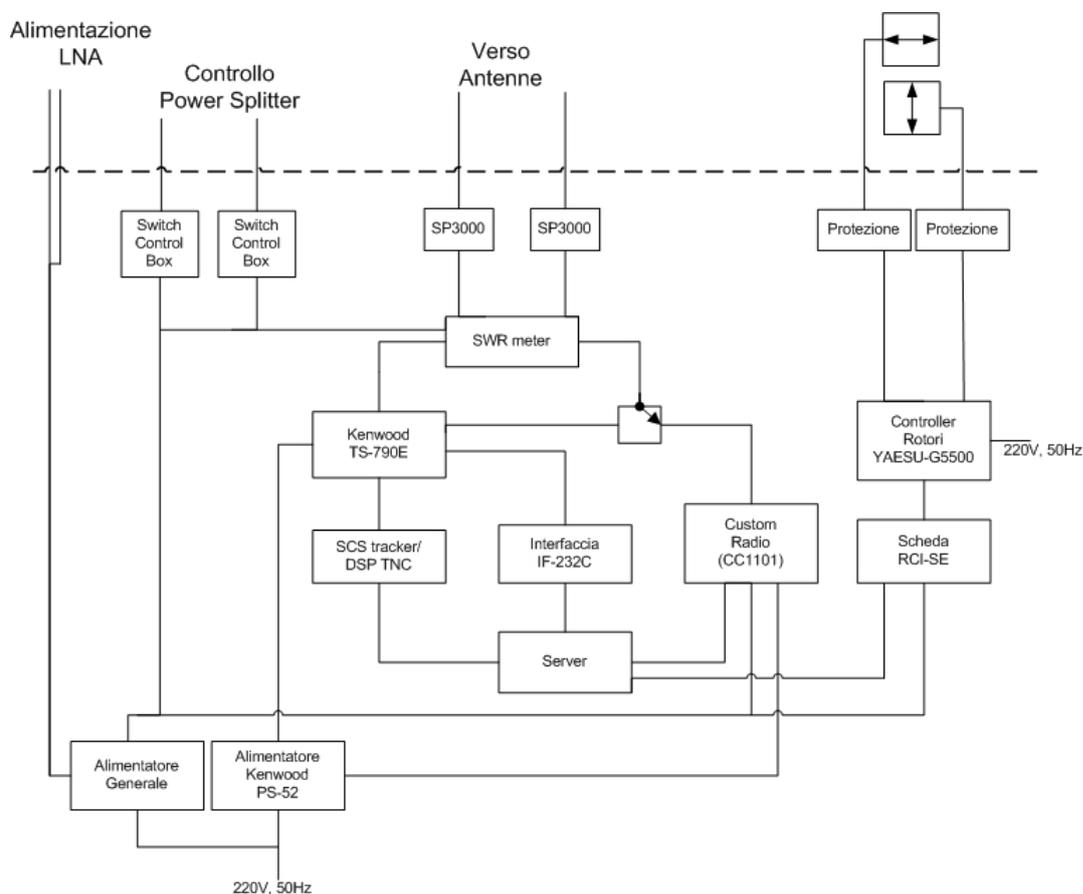


Figura 1.1: Schema parte di controllo della stazione a terra

Di seguito sono riportati le principali strumentazioni utilizzate con una breve spiegazione del compito svolto all'interno del sistema

1.3.1 Sistemi radio

Radio Kenwood TS790E

Tale radio non è utilizzabile per la comunicazione con il satellite Atmocube, dato che non supporta la modulazione di frequenza. Tuttavia viene integrata nella struttura della stazione a terra poichè è in grado di interfacciarsi con altri satelliti che compongono la costellazione Cubesat, a cui appartiene Atmocube. E' dunque utile per la verifica del sistema di comunicazione, prima del lancio del satetellite, che avverrà in un momento succesivo al completamento della stazione a terra. La radio è in grado di utilizzare sia la frequenza 437 MHz sia la frequenza 144 MHz. Le potenze disponibili dalla radio sono

40 W e 45 W ottenibili rispettivamente a 437 MHz e 144 MHz. La figura di rumore è ricavata dal valore del SINAD a 12dB, tale parametro è utilizzato per esprimere la sensibilità del sistema. Il valore di sensibilità (sensitivity) della radio è $0.22 \mu\text{V}$ (pag. 4 datasheet), corrispondenti ad una cifra di rumore di 1.58 (9dB) [RD-5, pag .17-14]. Come già citato precedentemente, tale radio è incompatibile con il circuito CC1100 inserito nel satellite, ma è compatibile con il modulo ISIS (presentato a pagina 89). Le funzionalità della radio possono essere controllate tramite computer grazie all'interfaccia IF-232C.

Radio Custom

La radio custom realizzata fa uso di un circuito integrato CC1101 utilizzato sia come ricevitore sia come trasmettitore. La radio è comandata da un microcontrollore interno PIC 18F452 collegato al server tramite al porta parallela e permetterà lo scambio di dati con il satellite Atmocube. Il μP comanda il CC1101, selezionando tra ricevitore e trasmettitore, l'alimentatore/sequenziatore e comanda i due relay sfruttati come commutatori di antenna. Il sequenziatore alimenta le varie componenti (CC1101, LNA e PA) provvedendo al corretto ordine di accensione. Lo schema è mostrato in figura 1.2. Il blocco amplificatore di potenza utilizza due stadi amplificatori in gra-

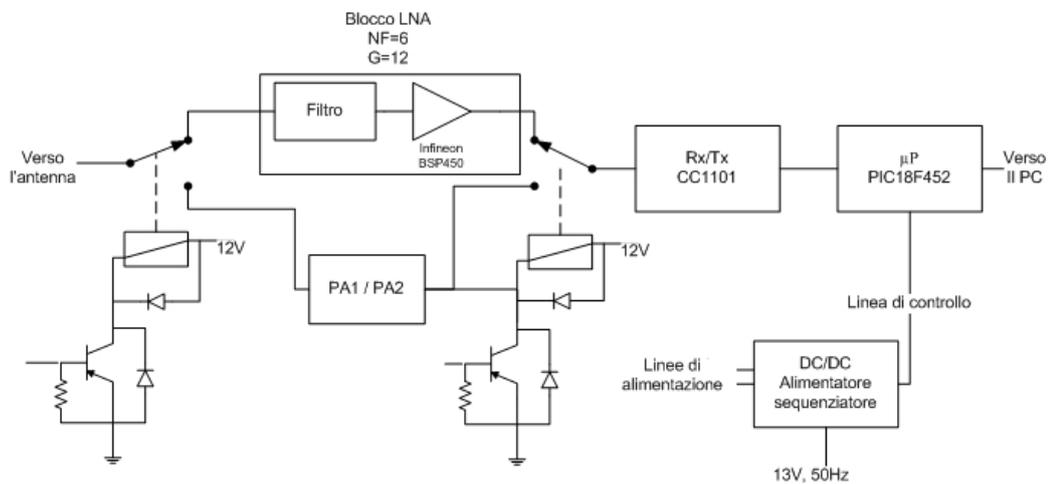


Figura 1.2: Schema radio custom

do di fornire una potenza complessiva di 30 W (14.77dB) [RD-15, pag. 17]. Il primo stadio amplificatore è un MHW704 della Motorola e serve da pilota all'amplificatore ad alto guadagno M68762L della Mitsubishi. Il sistema ricevitore utilizza invece un blocco amplificatore a basso rumore (LNA). Tale

blocco è formato da un filtro passa banda centrato alla frequenza di 437MHz posto all'ingresso di un amplificatore basato sul modulo Infineon BFP450, capace di un guadagno di 15dB, a fronte di una figura di rumore di 2dB. Il filtro è di tipo ad elica ed ha un'attenuazione a centro banda di 3dB. La cifra di rumore equivalente è

$$F = 10^{0.3} + \frac{0.58}{0.5} = 3.15 \quad (1.1)$$

da cui si ricava una figura di rumore equivalente pari a $10\text{Log}(F) = 4.98\text{dB}$. Il guadagno di tutto il blocco è $15 - 3 = 12\text{dB}$, valore elevato che ci permette di considerare gli stadi successivi della radio non determinanti nel bilancio della temperatura di rumore.

1.3.2 Controllo rotori

Le antenne sono montate su due rotori in grado di seguire il satellite durante il passaggio sopra la stazione a terra. Il movimento dei motori viene gestito dal dispositivo di controllo rotori YEASU-G5500 interfacciato al server tramite la scheda RCI-SE [RD-9, capitolo 2].

1.3.3 Gruppo alimentazione

L'intera stazione a terra viene alimentata tramite l'utilizzo del generatore Kenwood PS-52 e un secondo generatore a tecnologia lineare. Il generatore Kenwood è un generatore di tipo switching in grado di fornire una corrente massima di 22 A; viene utilizzato per alimentare la radio Kenwood o alternativamente, l'amplificatore di potenza Mitsubishi inserito nella radio Custom (PA2 in figura 1.2). Il secondo generatore deve essere in grado di fornire una corrente massima di 5 A, più che sufficiente per il funzionamento dei dispositivi restanti.

1.3.4 Packet radio (TNC)

Il TNC permette lo scambio dei dati tra satellite e server della stazione a terra, effettuando la conversione tra strutture dati diverse. Il dispositivo acquistato è l'SCS Tracker/DSP TNC distribuito dalla Wimo.

1.4 Sezione segnali ad radio frequenza

La parte di gestione dei segnali ad alta frequenza comprende tutti gli stadi posti in uscita dalle radio fino alle antenne. La maggior parte dei dispositivi

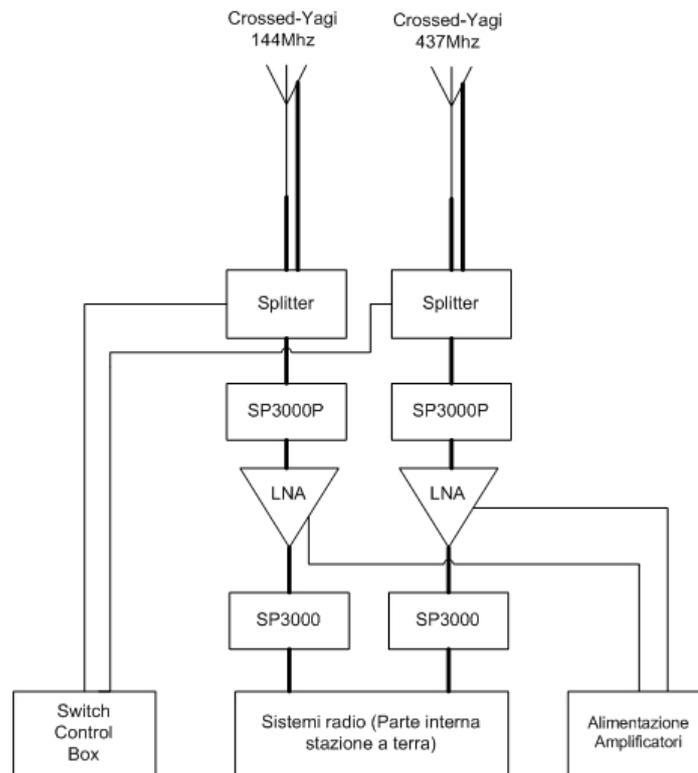


Figura 1.3: Schema a blocchi sezione a radio frequenza

è posto esternamente all'edificio dell'osservatorio, montato direttamente su un traliccio d'acciaio alto 9 m. Lo schema a blocchi è illustrato in figura 1.3; lo scopo di tale struttura è permettere il trasporto di potenze tra le antenne e gli apparati radio in entrambe le direzioni. Per processare separatamente i segnali a frequenza 144 MHz dai segnali a 437 MHz, vengono utilizzate due linee indipendenti. Per la connessione dei dispositivi a RF, è stato utilizzato un cavo RG-213U, su cui sono state eseguite delle misurazioni in laboratorio per valutare le perdite subite dal segnale. Tali misurazioni sono riportate nel capitolo 4 a pagina 85.

Per giungere allo scopo vengono utilizzati i seguenti dispositivi:

1.4.1 Antenne

Le antenne utilizzate sono 2 antenne di tipo Cross-Yagi, di cui una funzionante alla frequenza di 144 MHz e l'altra alla frequenza 437 MHz. Le antenne sono rinforzate tramite l'utilizzo di un sistema di tiranti realizzato con una struttura in vetro-fibra realizzato appositamente. La vetro-fibra perchè dota-

ta di buona resistenza e soprattutto non disturba il campo elettromagnetico generato dalle antenne. Le antenne sono montate sulla cima del traliccio e sono fissate a due rotori che permettono il movimento della antenne sia sull'asse verticale sia sull'asse orizzontale.

1.4.2 Power Splitter

Permettono di dividere la potenza fornita dalla radio su due uscite, in modo tale da alimentare le 2 polarizzazioni lineari delle antenne cross-Yagi; verranno trattati approfonditamente nel capitolo 2.

1.4.3 Amplificatori a basso rumore

Sono fondamentali per amplificare i segnali generati dal satellite e ricevuti dalla stazione a terra; verranno discussi nel capitolo 3. Se la stazione è in trasmissione, gli amplificatori vengono spenti senza eseguire operazioni sui segnali.

1.4.4 Dispositivi di protezione

Proteggono le apparecchiature elettriche da sovraccarichi di corrente e tensione. I dispositivi utilizzati sono l'SP3000 e l'SP3000P prodotti dalla Diamond antenna, in grado di fornire protezioni su segnali fino a 3000 MHz. Il circuito è simmetrico e la perdita di inserzione stimata è 0.3dB,

2 Studio del dispositivo power splitter

Un power splitter è un circuito in grado di accoppiare potenze entranti, oppure di dividere una potenza su più porte. Nel nostro caso, esso deve essere in grado di dividere la potenza fornita dal trasmettitore su due porte, corrispondenti alle due linee di alimentazioni dell'antenna e, viceversa, deve essere in grado di convogliare la potenza ricevuta verso il ricevitore.

Lo studio eseguito fa uso della teoria delle reti multiporta e della matrice di scattering $[S]$, essendo il power splitter un circuito a 3 porte. E' importante ricordare le proprietà fondamentali delle reti:

- Adattamento $\Rightarrow s_{i,i} = 0$;
- Assenza di perdite $\Rightarrow [S]^H[S] = [E]$;
- Reciprocità $\Rightarrow s_{i,j} = s_{j,i}$.



Figura 2.1: Funzionamento power splitter e power combiner

Nel caso particolare di rete a 3 porte, queste condizioni *non possono essere soddisfatte contemporaneamente*, in quanto la matrice di scattering sarebbe una matrice nulla. Esistono dunque diversi circuiti divisori, ognuno con vantaggi e svantaggi. Quelli presi in considerazione sono 3:

1. Resistivo (pag 24);
2. Wilkinson (pag 26);

3. $\frac{\lambda}{4}$ (pag 34).

In tutti i casi gli splitter studiati hanno come caratteristica quella di avere tutte le porte chiuse su carichi uguali. Lo studio teorico è affiancato da delle simulazioni eseguite con il programma freeware QUCS reperibile al sito <http://qucs.sourceforge.net/>. La versione utilizzata è la 0.0.15. Allo stesso sito sono reperibili manuali che coprono tutte le funzionalità chiave del programma, corredati di chiari esempi.

2.1 Power splitter resistivo

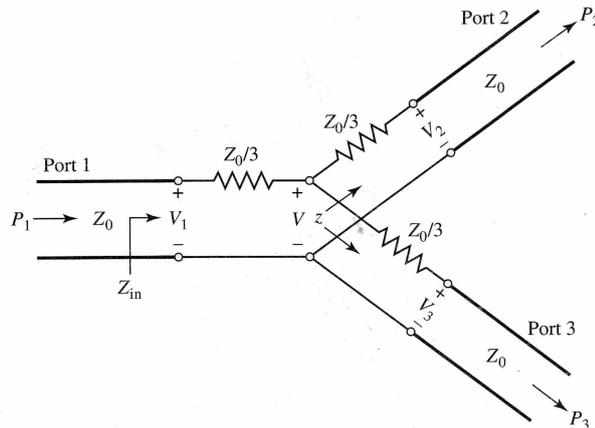


Figura 2.2: Power splitter resistivo

E' il power splitter più semplice tra i divisori di potenza ed è un circuito che permette di avere *adattamento su ogni porta e reciprocità*. La matrice [S] che lo descrive sarà del tipo:

$$\begin{pmatrix} 0 & s_{1,2} & s_{1,3} \\ s_{2,1} & 0 & s_{2,3} \\ s_{3,1} & s_{3,2} & 0 \end{pmatrix}$$

Nei seguenti calcoli si farà riferimento ad uno splitter resistivo bilanciato, cioè che fornisce su entrambe le uscite lo stesso livello di potenza, come quello mostrato in figura 2.2. Facendo riferimento a porta 1, essa vede un'impedenza di ingresso pari a

$$\begin{aligned}
z_{in} &= \frac{z_0}{3} + z_p & (2.1) \\
&= \frac{z_0}{3} + \left(\frac{z_0}{3} + z_0\right) \parallel \left(\frac{z_0}{3} + z_0\right) \\
&= \frac{z_0}{3} + \frac{2z_0}{3} \\
&= z_0 & (2.2)
\end{aligned}$$

Si ha l'adattamento di porta 1. Considerando che il circuito è perfettamente simmetrico dal punto di vista fisico, si può dire che anche porta 2 e porta 3 sono adattate. Per vedere le relazioni che legano entrate e uscite, si pone una tensione V_1 ai capi di porta 1. Al centro del circuito, troviamo una tensione V pari a

$$V = V_1 \frac{\frac{2z_0}{3}}{\frac{z_0}{3} + \frac{2z_0}{3}} = \frac{2}{3} V_1 \quad (2.3)$$

Molto semplicemente si ottiene che le tensioni sulle porte d'uscita si equivalgono e sono pari a

$$V_2 = V_3 = V \frac{z_0}{z_0 + \frac{z_0}{3}} = \frac{3}{4} V = \frac{V_1}{2} \quad (2.4)$$

In termini di potenze, la potenza fornita al dispositivo su porta 1 è pari a

$$P_{in} = \frac{1}{2} \frac{V_1^2}{z_0} \quad (2.5)$$

mentre sulle porte 2 e 3, abbiamo una potenza disponibile pari a

$$P_2 = P_3 = \frac{1}{2} \frac{V_1^2}{4} = \frac{P_{in}}{4} \quad (2.6)$$

Quindi la potenza totale uscente è $P_2 + P_3 = \frac{1}{2} P_{in}$. Si nota immediatamente che *metà della potenza entrante viene dissipata dai resistori*. I restanti parametri [S] si possono ricavare utilizzando la definizione dei singoli coefficienti della matrice. Si ha che

$$s_{i,j} = \frac{b_i}{a_j} \Big|_{a_k=0 \forall k \neq j}$$

che può essere anche ricavato facendo riferimento alle tensioni normalizzate, ottenendo

$$s_{i,j} = \frac{2v_i}{v_{gj}} \quad (2.7)$$

V_{gj} è la tensione fornita dal generatore ed è pari a $2V_j$, ed essendo le impedenze caratteristiche uguali ad ogni porta, abbiamo

$$s_{i,j} = \frac{V_i}{V_j} \quad (2.8)$$

e dunque

$$s_{2,1} = s_{3,1} = s_{3,2} = \frac{1}{2} \quad (2.9)$$

La matrice [S] ricavata è:

$$\begin{pmatrix} 0 & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & 0 & \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & 0 \end{pmatrix}$$

I valori dei parametri in dB possono essere ricavati ricorrendo a

$$s_{i,j} = 10\text{Log}(|s_{i,j}|^2) = 20\text{Log}(|s_{i,j}|) \quad (2.10)$$

Da questa si possono ricavare i seguenti valori dei parametri [S] per lo splitter resistivo che in termini di potenze entranti/uscenti indicano che su porta 1

$s_{1,1}$	0dB
$s_{2,1}$	-6dB
$s_{3,1}$	-6dB

non abbiamo potenza riflessa, mentre tra porta 1 e porta 2 abbiamo una potenza pari a un quarto di quella entrante.

In conclusione, questo power splitter è stato immediatamente scartato date le elevate perdite che comportano le resistenze. Va tuttavia evidenziata la possibilità da parte di questo circuito di lavorare su un ampio spettro di frequenze.

2.2 Wilkinson power splitter

Il power splitter di Wilkinson è composto da due linee lunghe $\frac{\lambda}{4}$, con l'aggiunta di una resistenza posta tra le due porte di uscita (fig 2.3). Questo circuito provvede all'adattamento di ogni porta e garantisce la simmetria, ovviamente

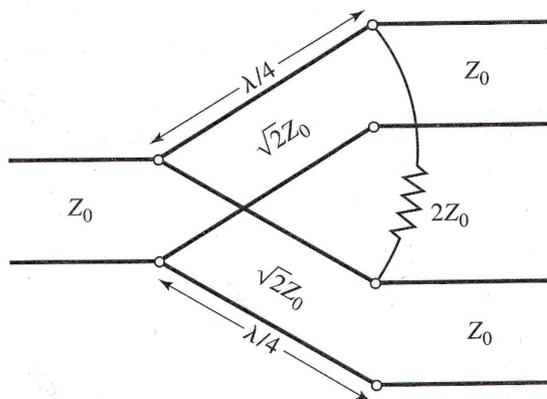


Figura 2.3: Power splitter di Wilkinson

solo su una singola frequenza, dettata da λ . Si avrà inoltre l'isolamento tra le due porte di uscita.

Per studiare il circuito si utilizza il metodo detto Even-Odd [RD-13]. Con questo metodo si studia il comportamento del circuito quando su porta 2 e porta 3 sono presenti dei generatori che producono prima delle tensioni uguali, poi delle tensioni opposte. Lo studio inizia con il considerare lo schema *normalizzato* rispetto l'impedenza z_0 (figura 2.4). In questa situazione il circuito ha la porta 1 chiusa su un carico di valore z_0 , e in seguito alla normalizzazione essa varrà 1Ω . Vengono indicate con Z il valore dell'impedenza caratteristica delle linee di lunghezza $\frac{\lambda}{4}$ e con r il valore della resistenza. Nella stessa figura il circuito è stato inoltre messo in forma *simmetrica* rispetto al piano mediano. Per renderlo simmetrico, va sviluppata porta 1 in parallelo. Su porta 2 e porta 3 si collegano dei generatori di tensione la cui tensione verrà settata in base al modo preso in esame.

Modo pari Il primo modo studiato è il modo pari, in cui si pongono dei generatori pari, cioè $v_{g2} = v_{g3} = 2V$. Sotto questa ipotesi la tensione entrante da porta 1 è V_2 ed è a sua volta pari a quella che entra da porta 3; di conseguenza non c'è corrente che scorre attraverso le resistenze $\frac{r}{2}$, dato che ai loro capi le tensioni si equivalgono. In figura 2.5 a si può osservare come la resistenza sia terminata su un circuito aperto. Lo stesso si verifica per porta 1, e come conseguenza, si ha che tutta la corrente è inviata al carico. L'impedenza di ingresso vista da porta 2 la troviamo facilmente tramite il trasformatore di impedenza a lambda quarti ed è

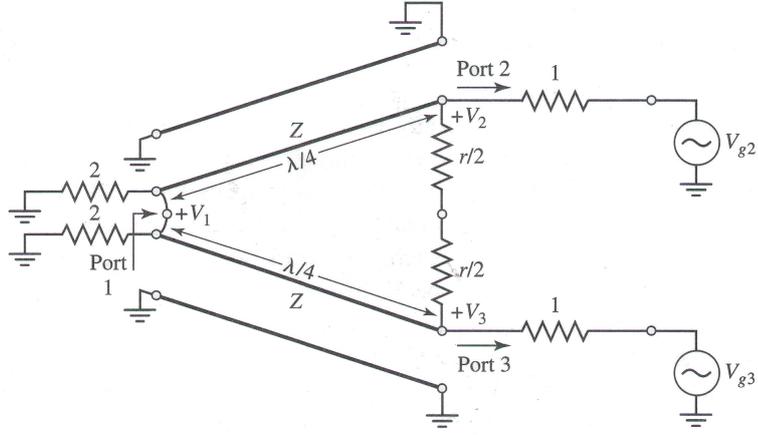


Figura 2.4: Power splitter di Wilkinson in forma simmetrica e normalizzata

$$z_{in} = \frac{Z^2}{2} \quad (2.11)$$

Per ottenere adattamento si pone

$$\begin{aligned} \frac{Z^2}{2} &= 1 \\ Z &= \sqrt{2} \end{aligned} \quad (2.12)$$

Per trovare il valore della tensione V_1^e va prima trovato il valore della tensione V_2^e . Si trova facilmente ricorrendo al partitore di tensione, considerando di trovare la caduta di tensione causata da due resistenze di valore 1Ω . Quindi $V_2^e = V$. V_1^e si trova ricorrendo alla formula

$$V(x) = V^+(e^{-j\beta x} + \Gamma e^{j\beta x})$$

che definisce la tensione in una sezione qualsiasi della linea in funzione di onda diretta e onda riflessa. Con $x = 0$ si indica la sezione di linea in cui è presente porta 1, mentre porta 2 coinciderà con la sezione $x = -\frac{\lambda}{4}$. Quindi

$$V_2^e = jV^+(1 - \Gamma)V_1^e = V(0) = V^+(1 + \Gamma)$$

Essendo che $V_2^e = V$, allora si ricava il valore della tensione diretta V^+ da

$$V^+ = j \frac{V}{\Gamma - 1}$$

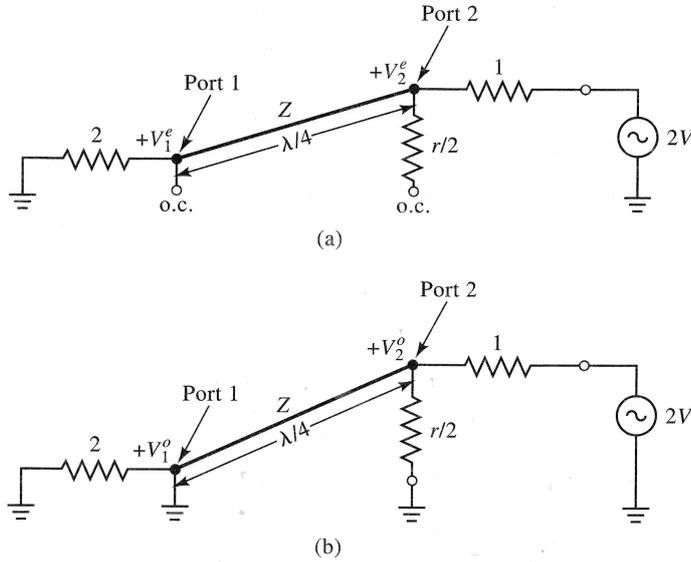


Figura 2.5: Circuito equivalente in modo pari(a) e modo dispari(b)

Allora, sostituendo nell'equazione 2.13 il valore appena trovato, si ottiene

$$V_1^e = jV \frac{\Gamma + 1}{\Gamma - 1} \quad (2.13)$$

Il Γ cercato è quello visto nella sezione di porta 1, quando si entra nel circuito da porta 2, e si ricava facilmente ricordando che

$$\Gamma = \frac{z_c - z_0}{z_c + z_0} = \frac{2 - \sqrt{2}}{2 + \sqrt{2}}$$

Infine

$$V_1^e = -jV\sqrt{2} \quad (2.14)$$

Modo dispari Nel modo dispari si pone $V_{g2} = -V_{g3} = 2V$. Con tale scelta si verifica il circuito equivalente in figura 2.5b. Si nota che il punto mediano del circuito è posto a massa, ne segue che c'è una corrente che scorre attraverso una resistenza $\frac{r}{2}$ e che non c'è corrente sul carico di porta 1. Osservando il circuito da porta 2, l'impedenza di ingresso è pari a $\frac{r}{2}$ dato che la linea a $\frac{\lambda}{4}$ chiusa direttamente a massa risulta in un circuito aperto. L'adattamento di tale porta è conseguito se $r = 2$. Quindi $V_2^o = V$ e $V_1^o = 0$, cioè in modalità dispari tutta la potenza viene dissipata completamente sul resistore. A partire dallo studio dei modi pari e dispari si giunge a trovare i

valori delle tensioni sulle porte di ingresso e uscita, indipendentemente dalla combinazione delle sorgenti poste all'ingresso di porta 2 e porta 3. Note le tensioni si può facilmente ricavare i parametri [S] del circuito. Infatti, prendendo sempre in considerazione la formula 2.8 e ricordando che un numero qualsiasi può essere scritto come somma di una parte pari e di una parte dispari, troviamo:

$$s_{2,2} = s_{3,3} = 0$$

dato che entrambe le porte risultano adattate sia un modalità pari, che in modalità dispari. Il coefficiente di accoppiamento è invece

$$s_{2,1} = \frac{V_2^o + V_2^e}{V_1^o + V_1^e} = -\frac{j}{\sqrt{2}} = s_{1,2}$$

Per la simmetria del circuito, allora

$$s_{3,1} = s_{1,3} = -\frac{j}{\sqrt{2}}$$

Per ultimo

$$s_{3,2} = s_{2,3} = 0$$

dato che in entrambi i modi non si mai un passaggio di corrente tra le due porte d'uscita.

Si considera ora il circuito comandato attraverso porta 1. In questa situazione porta 2 e porta 3 vengono chiuse su carico adattato e si studierà l'impedenza di ingresso vista attraverso porta 1 (fig 2.6a). Ancora una volta $V_2 = V_3$ per l'assenza di perdite delle linee e quindi anche stavolta non abbiamo corrente attraverso la resistenza. Si può dunque prendere in esame il circuito equivalente mostrato in figura 2.6b. Da porta 1 si vede il parallelo tra due impedenze di valore $\frac{Z^2}{1}$. Il valore del parallelo è

$$z_{in} = \frac{1}{2}(Z)^2 \quad (2.15)$$

Con riferimento al valore trovato precedentemente per Z , sostituendo in 2.15 si ottiene

$$z_{in} = 1 \quad (2.16)$$

Porta 1 risulta adattata.

Dato l'adattamento di porta 1, allora il parametro $s_{1,1} = 0$; Ricapitolando i parametri s fino ad ora calcolati, si ottiene la seguente matrice di diffusione

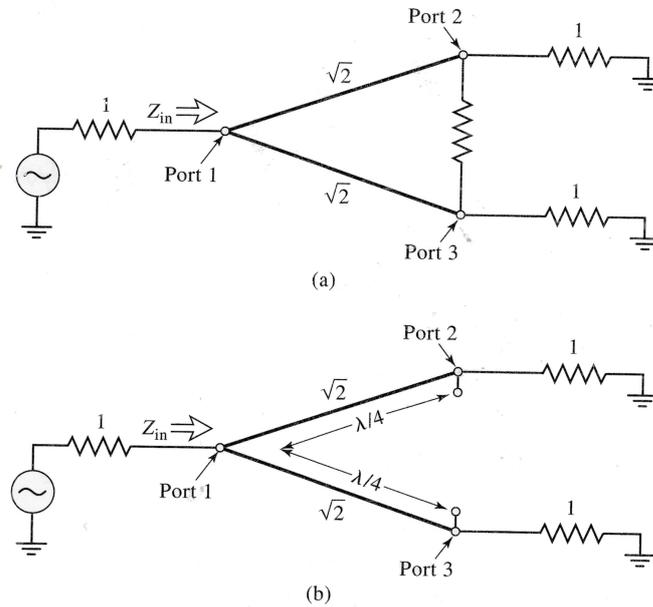


Figura 2.6: Circuito di Wilkinson per trovare $s_{1,1}$ con adattamento delle porte (a) e circuito equivalente (b)

$$\begin{pmatrix} 0 & -\frac{j}{\sqrt{2}} & -\frac{j}{\sqrt{2}} \\ -\frac{j}{\sqrt{2}} & 0 & 0 \\ -\frac{j}{\sqrt{2}} & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

Si nota che *quando il circuito è alimentato da porta 1 e le uscite sono chiuse su carichi adattati, allora il circuito è senza perdite*. Come già pre-messo, *porta 2 e porta 3 sono tra loro isolate*. Se le potenze sono entranti da porta 2 e porta 3 *abbiamo perdite*, dovute alla resistenza tra le due porte di uscita. In tabella sono riportati i valori dei parametri in dB.

$s_{1,1}$	0
$s_{2,1}$	-3dB
$s_{3,1}$	-3dB

2.3 Simulazioni sul power splitter di Wilkinson

Si parte dalla situazione ideale, considerando la frequenza 437 MHz come frequenza di lavoro. A tale frequenza corrisponde una lunghezza d'onda nel vuoto pari a:

$$\lambda = \frac{v_f}{f} = 68.64 \text{ cm} \quad (2.17)$$

Tale valore viene approssimato a 70 cm in tutti i datasheet forniti dai produttori, ed è il valore a cui si farà riferimento in futuro.

$$\frac{\lambda}{4} = 17.5 \text{ cm} \quad (2.18)$$

Le porte sono tutte chiuse su linee con impedenza caratteristica $z_0 = 50 \Omega$, per cui le sezioni a $\frac{\lambda}{4}$ hanno impedenza

$$z_l = z_0 \sqrt{2} = 50 \sqrt{2} = 70.7 \Omega \quad (2.19)$$

L'ultimo parametro da definire è il valore del resistore, che sarà

$$R = 2z_0 = 100 \Omega \quad (2.20)$$

Come accennato in precedenza, si utilizza QUCS per eseguire le simulazioni. In figura 2.7 è riportato lo schema circuitale della simulazione in QUCS.

Dalle simulazioni (figura 2.8), si può chiaramente vedere che il circuito permette l'adattamento di tutte le porte, ottenendo dei valori per i parametri $S_{i,i}$ di oltre -56dB. In particolare, le porte 2 e 3 (parametri $s_{2,2}$ e $s_{3,3}$) risultano adattate su un'ampia banda di frequenze. L'isolamento tra le uscite è determinato dall'andamento del parametro $s_{3,2}$ e anche in questo caso si può ben vedere che lo scopo è stato raggiunto. Per quanto riguarda il trasferimento di potenza tra porta 1 e le porte di uscita si ha un valore di $s_{2,1} = 3.01\text{dB}$, e lo stesso valore per $s_{3,1}$.

Il power splitter di Wilkinson risulta facile da dimensionare quando tutte le porte sono chiuse su linee aventi la stessa impedenza caratteristica. Nel caso non sia verificata tale condizione, spesso si ricorre a splitter a più stadi. Inoltre, se si volesse aumentare la banda su cui si ottiene adattamento di porta 1, spesso viene inserita un'ulteriore linea a $\frac{\lambda}{4}$, tra il parallelo e la porta stessa.

Passiamo ora a studiare l'ultimo divisore di potenza preso in esame, cioè lo splitter a $\frac{\lambda}{4}$.

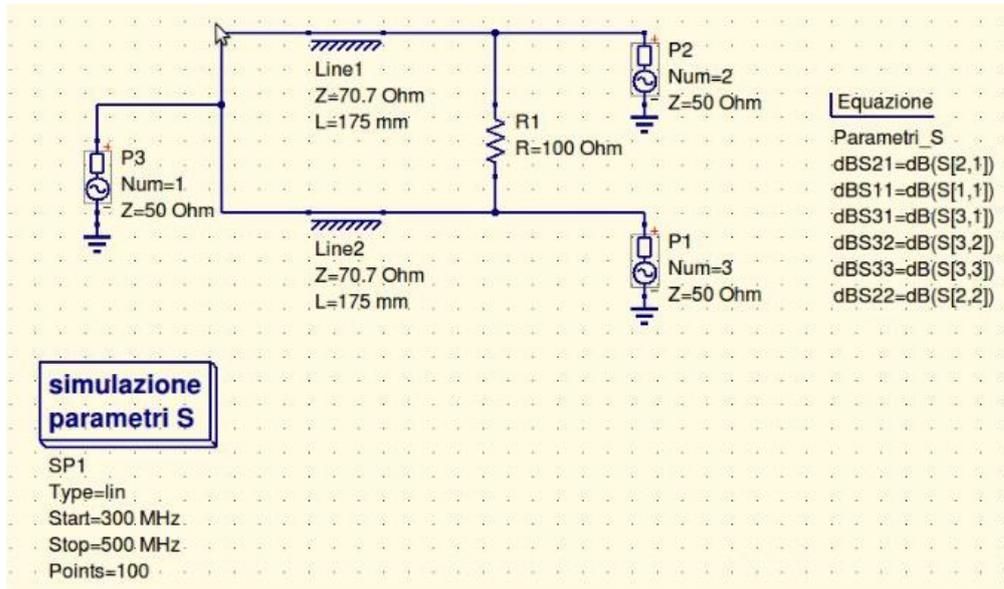


Figura 2.7: Schema QUCS splitter di Wilkinson

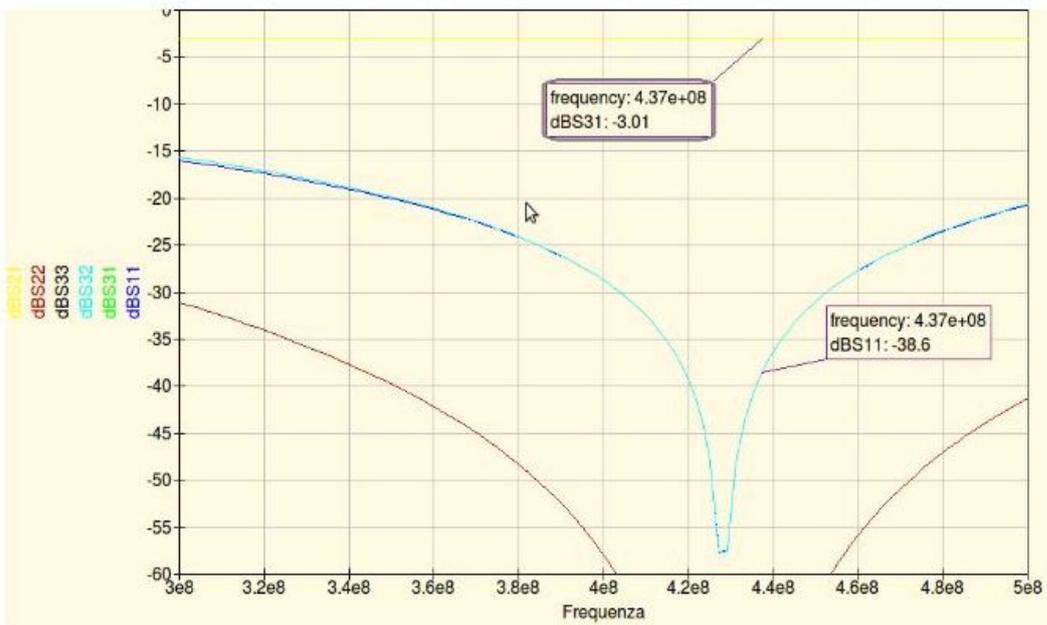
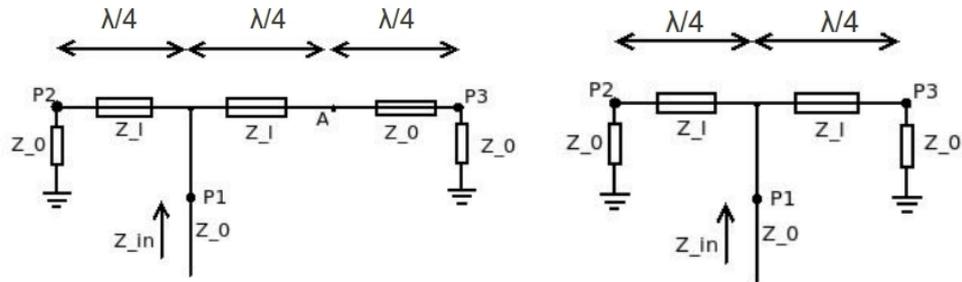


Figura 2.8: Grafico logaritmico andamento parametri [S]

2.4 Divisore di potenza a $\frac{\lambda}{4}$

Quello che si vuole ottenere è un circuito *reciproco e privo di perdite*, in cui *risulti adattata solo la porta 1*, usata solitamente come porta d'entrata al circuito. In figura 2.9(a) è riportato lo schema del circuito.



(a) Divisore di potenza a $\frac{\lambda}{4}$ con linea per lo sfasamento, (b) Divisore di potenza a $\frac{\lambda}{4}$ equivalente,

Figura 2.9: Divisore di potenza a $\frac{\lambda}{4}$

Si parte ancora una volta dall'impedenza di ingresso vista da porta 1. Una volta nota si possono dimensionare correttamente le due linee di trasmissione. Dal ramo chiuso su porta 2 (sempre con riferimento a figura 2.9(a)), si ottiene un'impedenza pari a

$$z_1 = \frac{z_l^2}{z_0} \quad (2.21)$$

Sul terzo ramo abbiamo due linee di lunghezza $\frac{\lambda}{4}$, di cui una con impedenza caratteristica z_l , ancora da dimensionare, e una con impedenza caratteristica z_0 , più vicina al carico. Nel punto di contatto tra le due linee (punto A in figura 2.9(a)), l'impedenza ottenuta è z_0 , e quindi si nota che la seconda sezione lunga $\frac{\lambda}{4}$, non introduce nessuna variazione. Viene dunque considerato lo schema equivalente (figura 2.9(b)). Successivamente, tale impedenza subisce un'ulteriore trasformazione, diventando pari a

$$z_2 = \frac{z_l^2}{z_0} \quad (2.22)$$

L'impedenza di ingresso vista da porta 1 è il parallelo di z_1 e z_2 , cioè:

$$z_{in} = \frac{z_l^2}{z_0} \parallel \frac{z_l^2}{z_0} = \frac{z_l^2}{2z_0} = z_0 \quad (2.23)$$

Si ottiene l'adattamento se le linee hanno impedenza caratteristica pari a

$$z_l = \sqrt{2}z_0 \quad (2.24)$$

Successivamente si cerca l'impedenza di ingresso su porta 2. In questo caso, al centro del circuito si ha

$$z_p = \frac{\frac{z_l^2 z_0}{z_0}}{\frac{z_l^2}{z_0} + z_0} = \frac{z_l^2 z_0}{z_l^2 + z_0^2}$$

L'impedenza vista è frutto di un'ulteriore trasformazione data dalla linea di trasmissione, per un risultato finale di

$$z_{in} = \frac{1}{z_0(z_l^2 + z_0^2)} \quad (2.25)$$

Si nota che *non si ha adattamento della porta 2*. Lo stesso vale per la porta 3.

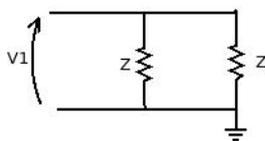


Figura 2.10: Schema elettrico per il calcolo della potenza disponibile su porta 2

Se all'ingresso di porta 1 è presente una tensione disponibile pari a V_1 ,

essa sarà anche la tensione disponibile sul parallelo (figura 2.10) Quindi

$$\begin{aligned}
 P_2 &= \frac{1}{2} \frac{V_2^2}{z} \\
 &= \frac{1}{2} \frac{V_1^2}{(\sqrt{2}z_0)^2} \\
 &= \frac{1}{2} \frac{V_1^2}{2z_0} \\
 &= \frac{1}{2} P_1
 \end{aligned} \tag{2.26}$$

Coincide con la potenza disponibile su porta 3, data la simmetria con porta 2. Immediatamente si nota che la potenza totale uscente è data dalla somma

$$P_2 + P_3 = P_1 \tag{2.27}$$

La potenza totale entrante coincide con la potenza totale uscente; il circuito è dunque privo di perdite.

In termini di matrice [S], si prova a calcolare il termine $s_{2,1}$, che indica l'uscita prodotta su porta 2 quando si pone un ingresso su porta 1. Rifacendosi all'equazione 2.8, si ottiene

$$s_{2,1} = \frac{V_2}{V_1} = \frac{V_1}{\sqrt{2}V_1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \tag{2.28}$$

Analogamente per $s_{3,1}$. Per il parametro $s_{2,2}$ si considera che tale parametro coincide con il coefficiente di riflessione e quindi si può calcolare partendo da

$$s_{2,2} = \Gamma = \frac{z_c - z_0}{z_c + z_0}$$

Il carico visto da porta 2 si ricava sviluppando il parallelo tra le impedenze di porta 1 e porta 3. In particolare porta 3 produce un'impedenza pari a

$$\frac{z_l^2}{z_0} = \frac{2z_0^2}{z_0} = 2z_0$$

L'impedenza equivalente del parallelo è

$$\frac{2z_0^2}{2z_0 + z_0} = \frac{2}{3}z_0$$

Infine il trasformatore a $\frac{\lambda}{4}$ porterà un'impedenza di ingresso pari a

$$z_c = \frac{1}{3}z_0$$

2.5. DIMENSIONAMENTO DEL DIVISORE DI POTENZA A $\frac{\lambda}{4}$ E SIMULAZIONI 37

Il valore del parametro $s_{2,2}$ è

$$s_{2,2} = \frac{\frac{1}{3}z_0 - z_0}{\frac{1}{3}z_0 + z_0} = -\frac{1}{2} \quad (2.29)$$

Lo stesso per porta 3.

Quando il circuito è comandato dalla porta comune tutta la potenza inviata entra nel circuito grazie all'adattamento e viene divisa sulle porte d'uscita in modo equo; quando è comandato dalle porte d'uscita la condizione di assenza di perdita è comunque verificata poichè metà potenza viene inviata su porta 1 e un quarto va sulla seconda uscita. La potenza assente è quella che viene riflessa dalla porta d'entrata a causa del poco adattamento di tale porta.

Ricapitolando, il divisore a $\frac{\lambda}{4}$ è un circuito *senza perdite e reciproco che permette di adattare solo la porta 1*, detta anche porta comune. La matrice [S] è la seguente

$$\begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{-1}{2} & \frac{1}{2} \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{2} & \frac{-1}{2} \end{pmatrix}$$

2.5 Dimensionamento del divisore di potenza a $\frac{\lambda}{4}$ e simulazioni

Per lo splitter a $\frac{\lambda}{4}$, valgono gli stessi parametri visti nella sezione 2.3. Ripetiamo i dati salienti:

- $z_l = 70.7 \Omega$
- $\frac{\lambda}{4} = 17.5 \text{ cm}$

Di seguito è riportata una simulazione in QUCS nella situazione ideale appena studiata (in figura 2.11 è riportato lo schema circuitale), in cui si può apprezzare l'andamento dei parametri [S] al variare della frequenza. Il range scelto varia dai 300 MHz ai 500 MHz. I grafici inseriti sono due:

- Grafico logaritmico del modulo (Fig 2.12);
- Carta di Smith (Fig 2.13).

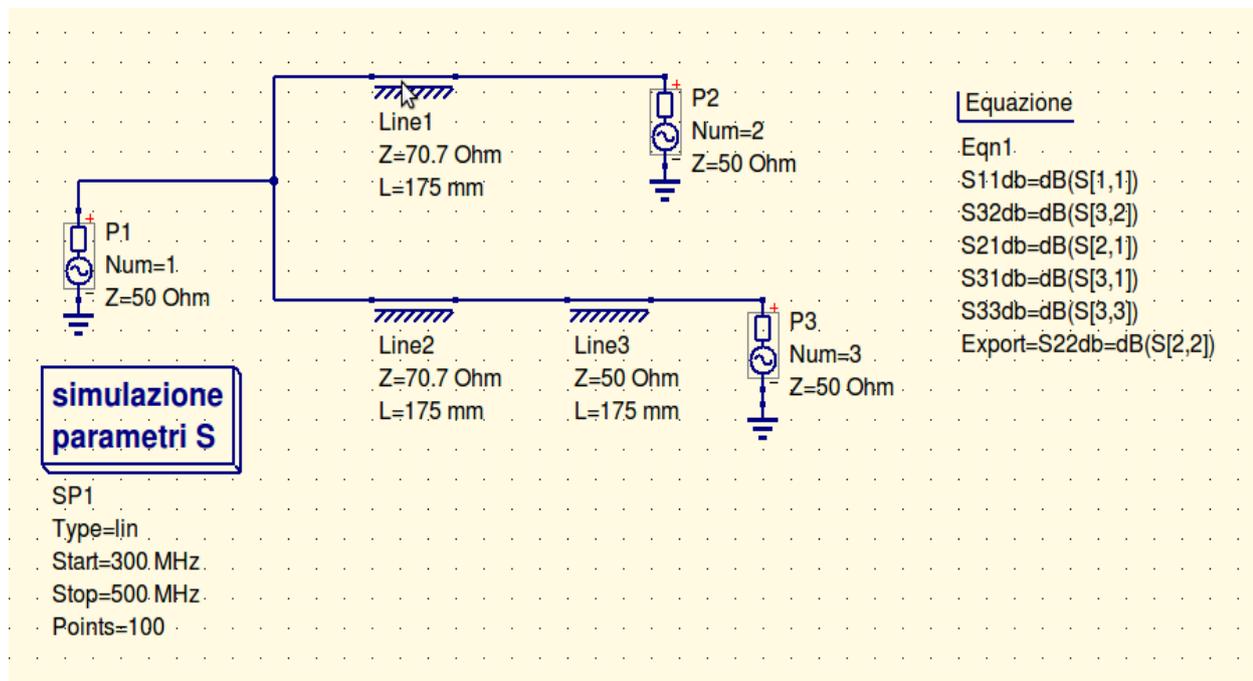


Figura 2.11: Schema QUCS splitter $\frac{\lambda}{4}$ con impedenze di linea pari a 70.7Ω

Come già premesso, il dimensionare la lunghezza della linea a 17.5 cm comporta il massimo adattamento possibile alla frequenza di 427 MHz.

Dal grafico 2.12 si nota subito che a frequenza di lavoro (437 MHz), l'isolamento disponibile di porta 1 (detto anche *return loss*) è circa $-38,6$ dB, e questo è un ottimo risultato. E' interessante notare che i parametri $s_{2,1}$ e $s_{3,1}$ hanno lo stesso andamento e, in particolare, sono pari a -3 dB. Questo conferma lo studio teorico eseguito in precedenza. Altri parametri interessanti sono $s_{3,2}$, indice di isolamento tra porta 2 e porta 3, e $s_{3,3}(=s_{2,2})$ che indica l'adattamento di porta 3. Per quanto riguarda il grafico di Smith, è utile osservare il solo parametro $s_{1,1}$, che compie una curva passante per il punto (1,0) corrispondente ad una impedenza puramente reale pari a 50Ω e ancora una volta indice di adattamento. Alla frequenza di lavoro il circuito ha un lieve effetto di tipo capacitivo.

Questa analisi corrisponde al caso ideale, mentre in realtà alcuni parametri del circuito sono legati alla disponibilità delle componenti in commercio; in particolare non esistono linee coassiali con impedenza caratteristica pari a 70.7Ω . Dunque, di solito, vengono utilizzati cavi con impedenza caratteristica di 75Ω .

Con questo nuovo parametro è stata effettuata una seconda simulazione che ha prodotto i seguenti risultati (figura 2.14 a pagina 40). Si può os-

2.5. DIMENSIONAMENTO DEL DIVISORE DI POTENZA A $\frac{\lambda}{4}$ E SIMULAZIONI 39

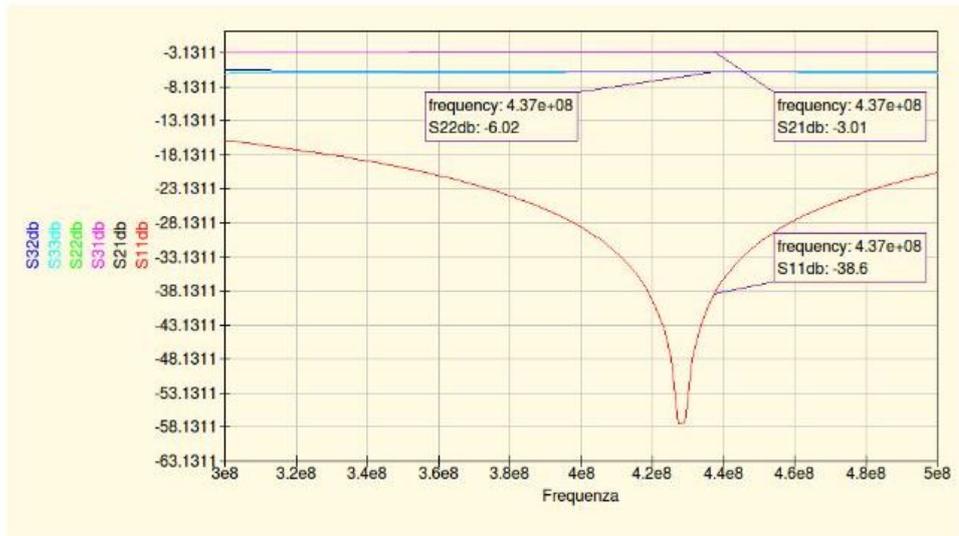


Figura 2.12: Divisore a $\frac{\lambda}{4}$: andamento logaritmico parametri s

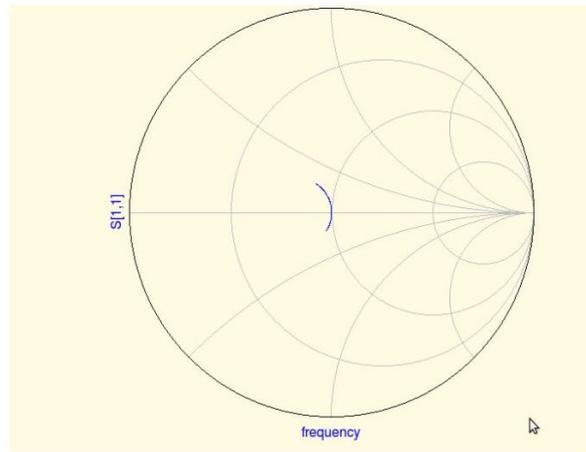


Figura 2.13: Divisore a $\frac{\lambda}{4}$: carta di Smith parametro $s_{1,1}$

servare un generale degrado delle prestazioni rispetto al caso ideale (figura 2.12). In particolare il parametro $s_{1,1}$ passa da un valore di -38.6dB a quello di -24.4dB . Resta sostanzialmente invariato il parametro $s_{2,1}$ che passa da -3dB a -3.03dB . Si può quindi osservare che la variazione dell'impedenza caratteristica comporta differenze solo in termini di adattamento delle porte.

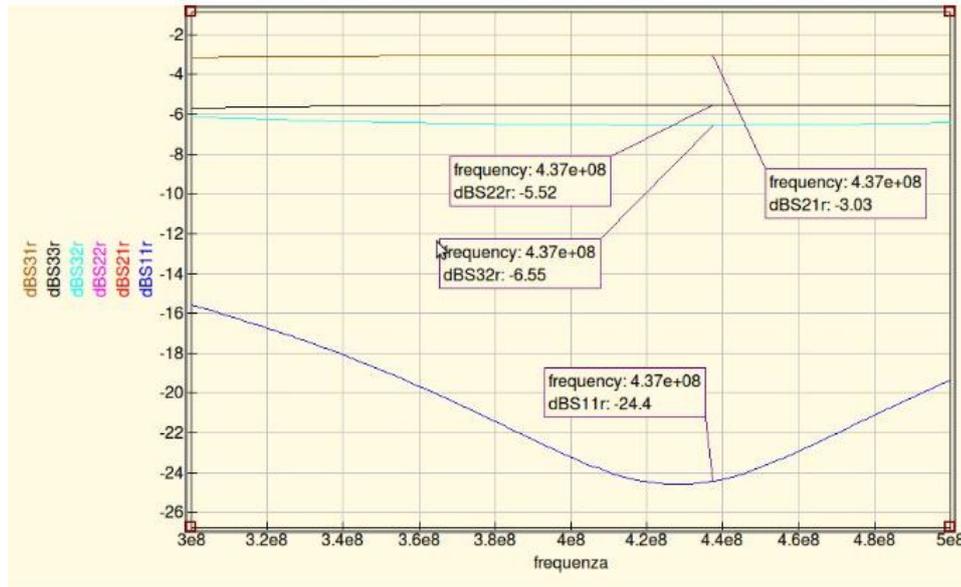


Figura 2.14: Divisore a $\frac{\lambda}{4}$: andamento logartmico parametri [S], con impedenze di linea a 75Ω

2.6 Conclusione allo studio teorico

Sono stati presi in considerazione tre tipi di splitter, cioè resistivo, di Wilkinson e a $\frac{\lambda}{4}$. Lo splitter resistivo è stato subito scartato poichè ha una perdita di potenza notevole a causa degli elementi puramente resistivi che formano il circuito. Lo splitter di Wilkinson si dimostra un ottimo circuito se si è interessati a dividere potenze, dato che se il circuito è comandato dalla porta comune non non si hanno perdite. Inoltre ha la capacità notevole di isolare le porte di uscita tra di loro. Si nota che se il circuito è comandato da una delle porte di uscita, metà potenza va inviata a porta 1, mentre la rimanente va dissipata sul resistore. Lo splitter a $\frac{\lambda}{4}$ risulta essere un circuito senza perdite in ogni condizione di alimentazione, a scapito di un mancato adattamento di tutte le porte. Anche per questo circuito si ha un trasferimento di metà della

potenza disponibile tra porta comune e porta d'uscita e viceversa. Tutte le proprietà riassunte possono essere viste anche in termini di matrice $[S]$, Lo splitter resistivo è descritto dalla matrice

$$\begin{pmatrix} 0 & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & 0 & \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & 0 \end{pmatrix}$$

e dalla sua conformazione si può subito vedere l'adattamento, la reciprocità e la presenza di perdite. Difatti il prodotto

$$[S]^H[S] \quad (2.30)$$

da come risultato la matrice

$$\begin{pmatrix} \frac{1}{2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{2} \end{pmatrix}$$

che chiaramente non è unitaria.

Lo splitter di Wilkinson è invece definito dalla matrice

$$\begin{pmatrix} 0 & -\frac{j}{\sqrt{2}} & -\frac{j}{\sqrt{2}} \\ -\frac{j}{\sqrt{2}} & 0 & 0 \\ -\frac{j}{\sqrt{2}} & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

Applicando la formula 2.30 il risultato è

$$\begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix}$$

Anche in questo caso il risultato ottenuto non è la matrice unitaria, e quindi si hanno perdite nel circuito dovute alla resistenza posta a ponte tra le porte di uscita; resistenza che risulta ininfluente quando il circuito è comandato attraverso porta 1. Il terzo splitter è definito dalla matrice

$$\begin{pmatrix} 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \end{pmatrix}$$

In questo caso, il prodotto $[S][S]^H$ da la matrice unitaria

$$\begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

Si può notare che il funzionamento di questo splitter è analogo a quello di Wilkinson quando la potenza entra da porta 1. Difatti, la prima colonna e a prima riga delle loro matrici [S] (che indicano le relazioni tra porta 1 e porta 2 e tra porta 1 e porta 3) coincidono in termini di dB, dato che sia $\frac{1}{\sqrt{2}}$ e $\frac{j}{\sqrt{2}}$ valgono -3dB.

Si è scelto di costruire in laboratorio uno splitter a $\frac{\lambda}{4}$. La scelta è ricaduta su questo componente per 2 motivi: maggiore semplicità di costruzione rispetto allo splitter di wilkinson e miglior robustezza nel caso di utilizzo di componenti non ottime: in laboratorio sono disponibili componenti standard. Soprattutto non esistono linee a 70.7Ω , e quelle che si avvicinano di più hanno impedenza caratteristica pari 75Ω . Come è stato mostrato dalle simulazioni la variazione di tale parametro comporta un degrado solo sugli adattamenti delle singole porte; mentre nel circuito a $\frac{\lambda}{4}$ l'adattamento delle porte non è comunque previsto e quindi questa variazione non comporta grossi problemi, per lo splitter di Wilkinson si viene a perdere una delle sue proprietà fondamentali. Lo splitter di Wilkinson si dimostra la scelta ottima se si fosse in grado di produrre il dispositivo con la tecnologia della microstriscia.

In seguito è stata verificato se è veramente conveniente auto produrre il componente in laboratorio sia in termini di qualità, sia in termini di tempistiche e, non ultimo, dal punto di vista economico.

2.7 Realizzazione power splitter a $\frac{\lambda}{4}$

Come anticipato precedentemente, si è deciso di costruire uno splitter a $\frac{\lambda}{4}$ in laboratorio, su cui sono state eseguite una serie di misurazioni tramite VNA e analizzatore di spettro.

I circuiti realizzati sono 2, uno per la frequenza 437 MHz e uno per la frequenza 144 MHz. Per la realizzazione del circuito si utilizza cavo coassiale normalmente impiegato per le televisioni domestiche, di impedenza caratteristica 75Ω e intestato con connettori di tipo SMA femmina. Sul cavo non si hanno molte altre informazioni poichè dal sito del produttore esso risulta fuori produzione. Questo ha comportato alcuni problemi nella stima dell'attenuazione comportata dalla linea e del coefficiente di attenuazione della velocità di fase.

Mentre per il primo problema sono state eseguite delle misurazioni con il VNA, il secondo è stato determinato facendo ricorso a tabelle. Partendo dal tipo di dielettrico utilizzato (polietilene) si stima che il coefficiente di fase è $c_f = 0.66$ [RD-11], che indica che l'onda elettromagnetica viaggia più lentamente all'interno della guida piuttosto che nel vuoto.

2.8 λ in linea

Dalla teoria delle linee di trasmissione si ricorda che la lunghezza d'onda in un qualsiasi linea di trasmissione è legata a frequenza e velocità di fase dalla relazione

$$\lambda = \frac{v_f}{f} \quad (2.31)$$

che può essere calcolato come

$$\begin{aligned} \lambda &= \frac{2\pi}{\beta} \\ &= \frac{2\pi}{\omega\sqrt{LC}} \\ &= \frac{1}{f\sqrt{LC}} \end{aligned} \quad (2.32)$$

Dal confronto di 2.31 e 2.32, si può ricavare che

$$v_f = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.33)$$

Per una linea di tipo coassiale i parametri L e C sono definiti da

$$\begin{aligned} L &= \frac{\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{b}{a}\right) \\ C &= \frac{2\pi\varepsilon}{\ln\left(\frac{b}{a}\right)} \end{aligned}$$

dove a e b sono il raggio del conduttore interno ed esterno. Sostituendo tali parametri nell'equazione 2.33, si ottiene

$$v_f = \frac{1}{\sqrt{\mu\varepsilon}} \quad (2.34)$$

dove μ è la permeabilità magnetica del conduttore e ε è la permittività del dielettrico. Nota la v_f in guida si ricava la lunghezza d'onda in guida.

In particolare, nella linea utilizzata in laboratorio è stata stimata una velocità di fase pari al 66 per cento di quella che si avrebbe nel vuoto. In termini numerici essa vale

$$v_{fg} = c0.66 = 1.98 * 10^8 \text{m/s}$$

Alla frequenza di 437 MHz la λ in guida pari a

$$\lambda = \frac{1.98 * 10^8}{437 * 10^6} = 45.3 \text{ cm}$$

e linee lunghe

$$\frac{\lambda}{4} = 11.32 \text{ cm} \quad (2.35)$$

mentre alla frequenza di 144 MHz si ha una λ in guida pari a

$$\lambda = \frac{1.98 * 10^8}{144 * 10^6} = 137.5 \text{ cm}$$

e linee lunghe

$$\frac{\lambda}{4} = 34.42 \text{ cm} \quad (2.36)$$

2.9 Power splitter a 437 MHz

La costruzione dello splitter inizia col tagliare due linee di cavo coax lunghe 11.32 cm. Gli estremi della linea vanno sbucciati in modo da rendere visibili il conduttore interni e un pezzo di calza metallica. Successivamente vengono stagnati i conduttori (SMA femmine). Questo processo non è molto raffinato e molto probabilmente la stagnatura comporta delle variazioni alle caratteristiche del cavo. Data la corta lunghezza del cavo, lo si pone privo di perdite.

2.9.1 Misurazione al VNA

Misurazione a 1 porta

Per entrambe le linee sono state eseguite delle misurazioni con il VNA, per stabilire la correttezza del dimensionamento. Il settaggio per la misurazione prevede l'utilizzo di una sola porta calibrata tramite il processo OSL (per maggiori chiarimenti vedere la guida posta in appendice a pagina 113). Un capo della linea viene connessa al cavo di misurazione, mentre la seconda porta va chiusa su un carico adattato del valore di 50Ω . Il risultato è mostrato in figura 2.15.

Alla frequenza di lavoro l'impedenza vista in ingresso della linea è composta da una parte reale e una parte immaginaria

$$z_{in} = 115.80 \Omega + j2.695 \Omega$$

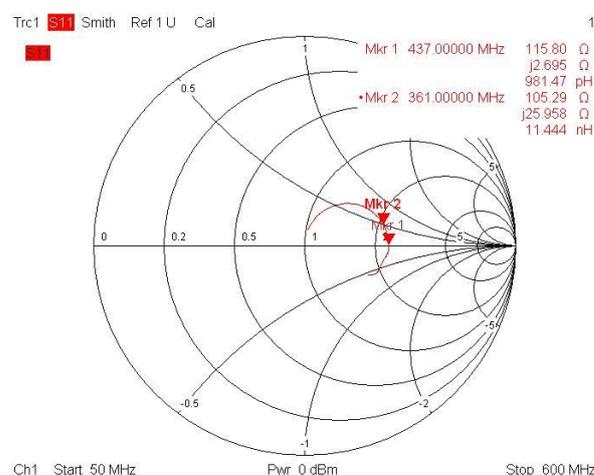


Figura 2.15: Misurazione VNA su tratta di linea a $\frac{\lambda}{4}$

La parte immaginaria indica che la linea ha un effetto induttivo, calcolabile ricorrendo alla formula

$$\omega L = \chi_L$$

$$L = \frac{\chi_L}{2\pi 437 * 10^6}$$

$$L = 981 \text{ pH}$$

Tuttavia è molto piccolo e lo si considera ininfluenza. E' imputabile ad un taglio non proprio preciso della linea, oltre che, come accennato prima, ad una stagnatura che altera leggermente le proprietà del cavo. Dopo aver effettuato le misurazioni sulla seconda linea (con risultati sostanzialmente identici ai precedenti), si passa ad unire le due linee a $\frac{\lambda}{4}$ ad un estremo.

La misurazione tramite VNA viene eseguita utilizzando lo stesso settaggio usato in precedenza (in figura 2.16(a) si può vedere lo splitter collegato allo strumento di misura e con le uscite chiuse su carichi adattati). In figura 2.17 e figura 2.18 sono riportati i risultati conseguiti dalla misurazione. Quello che balza all'occhio è che il migliore adattamento possibile è raggiunto alla frequenza 587 MHz (marker 3 in figura).

Dalla carta di smith si vede che a tale frequenza l'impedenza di ingresso vista è

$$z_{in} = 50.394 \Omega + j2.318 \Omega$$

mentre dal grafico logaritmico vediamo che il parametro $s_{1,1} = -32.31 \text{ dB}$. A frequenza di lavoro (marker 1), si trova invece un'elevata impedenza di

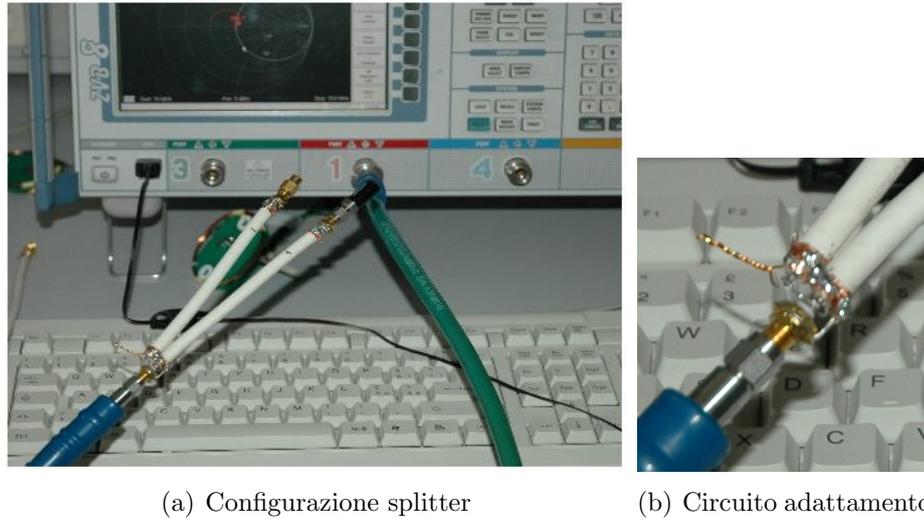


Figura 2.16: Power splitter a $\frac{\lambda}{4}$

tipo immaginario (e dunque un discreto effetto induttivo), e il return loss diminuisce fino al valore di $-15dB$.

Per ovviare al problema è stato eseguito un adattamento aggiungendo una capacitanza in parallelo all'ingresso di porta 1. Il metodo utilizzato consiste nel saldare due pezzi di conduttore di rame, di cui uno a massa e uno sul conduttore della linea. I due filamenti vanno poi attorcigliati insieme in modo da formare una sorta di elica (visibile in figura 2.16(b)). Questo dispositivo è in grado di fornire una capacitanza variabile a seconda della lunghezza della sezione elicoidale. In realtà, oltre alla capacità, questo dispositivo introdurrà anche una resistenza di tipo reale, e non è facilmente stimabile il valore dell'impedenza (parte reale e parte immaginaria) introdotta.

Tuttavia questo metodo ha il vantaggio di rendere possibile una vera e propria taratura dello splitter, oltre al fatto di aumentare discretamente la banda su cui otteniamo l'adattamento di porta 1. I risultati sono visibili a pagina 48.

Misurazione a 3 porte

Sullo splitter a 437MHz sono state eseguite delle misurazioni a 3 porte sempre utilizzando il VNA.

Con questa configurazione è possibile studiare in modo completo il circuito e vedere le relazioni che accorrono fra tutte le porte. In particolare si riescono ad estrapolare tutti i parametri della matrice $[S]$, dati che verranno

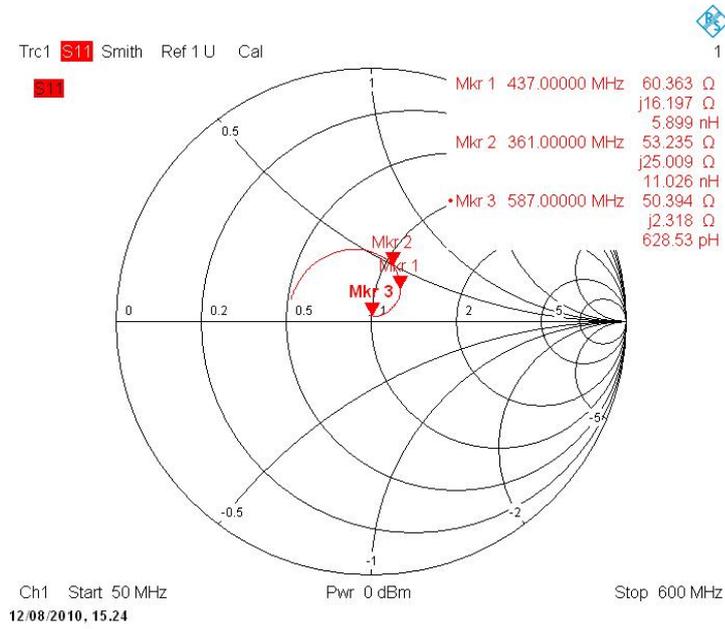


Figura 2.17: Splitter a 437 MHz: valore parametro $s_{1,1}$ su carta di smith

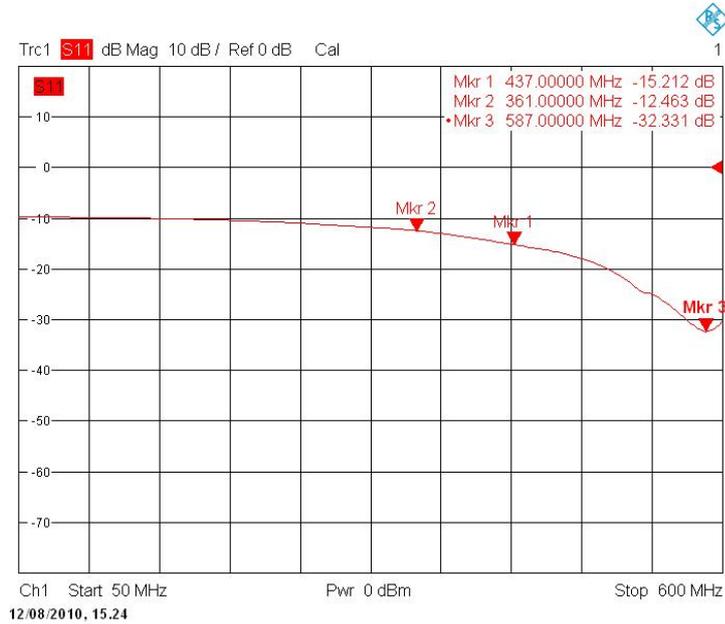


Figura 2.18: Splitter a 437 MHz: valore parametro $s_{1,1}$ in scala logartmica

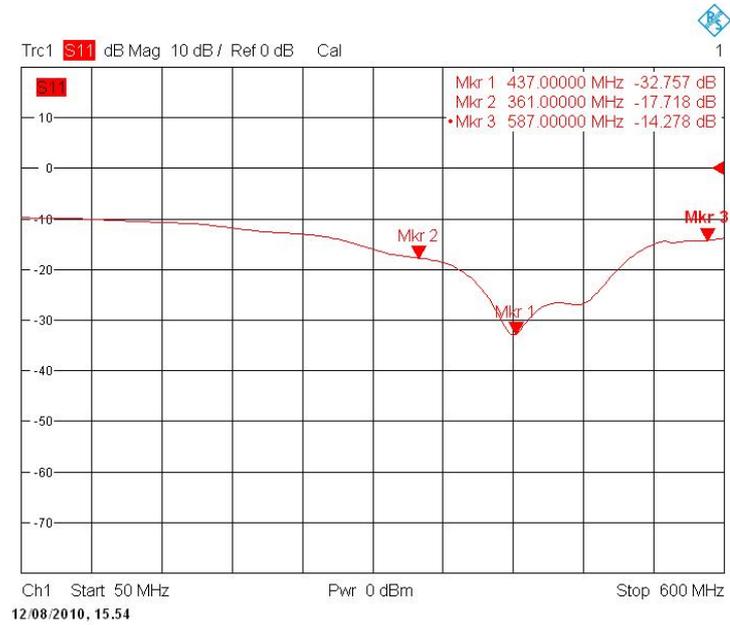


Figura 2.19: Splitter a 437 MHz: andamento parametro $s_{1,1}$ con circuito di adattamento in carta logaritmica

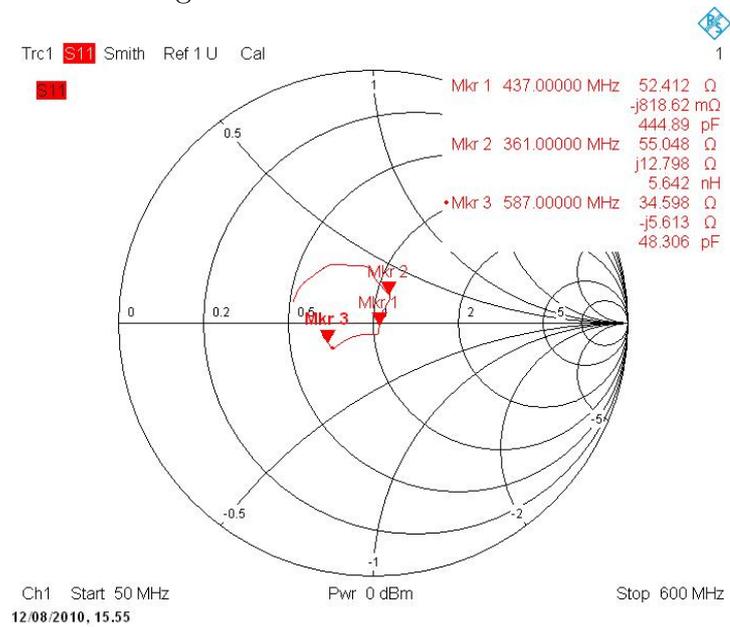


Figura 2.20: Splitter a 437 MHz: andamento parametro $s_{1,1}$ con circuito di adattamento in carta di Smith

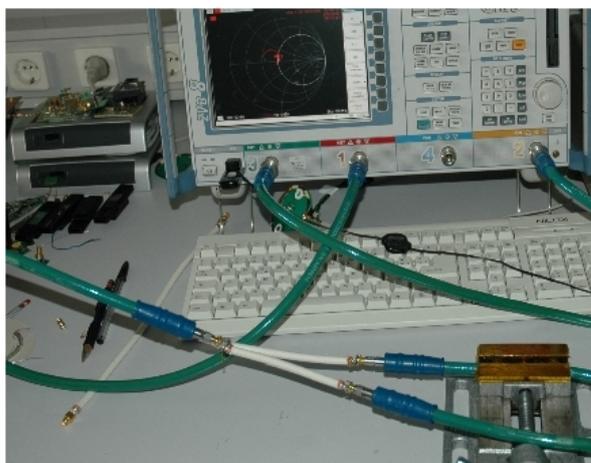


Figura 2.21: Setup di misurazione a 3 porte

no confrontati con i valori teorici ideali ottenuti dalle simulazioni in QUCS (figura 2.14 a pagina 40).

Il tipo di calibrazione usata è una calibrazione a 3 porte, su una banda da 50 MHz a 500 MHz.

Il setup di misura è illustrato in figura 2.21.

Parametro	dB
$s_{2,2}$	-5.37
$s_{3,3}$	-6.2
$s_{2,1}$	-3.19
$s_{3,1}$	-2.99
$s_{3,2}$	-6.22

In figura 2.22, sono mostrati i risultati ottenuti dalle misure degli adattamenti di porta 1 (figura 2.22(a)), porta 2 (figura 2.22(b)) e porta 3 (figura 2.22(c)). In figura 2.23, sono mostrati i valori dei trasferimenti tra le porte. I risultati sono riepilogati in tabella 2.9.1. I risultati ottenuti si avvicinano abbastanza a quelli teorici ottenuti in fase di simulazione. La differenza tra i parametri $s_{2,1}$ e $s_{3,1}$ indica una lieve asimmetria del circuito.

In conclusione *lo splitter costruito funziona decisamente bene e produce i risultati aspettati dalle simulazioni a componenti ideali eseguiti con QUCS.*

2.9.2 Misurazioni con analizzatore di spettro

Per eseguire questo tipo di misurazione sono necessari due diversi strumenti:

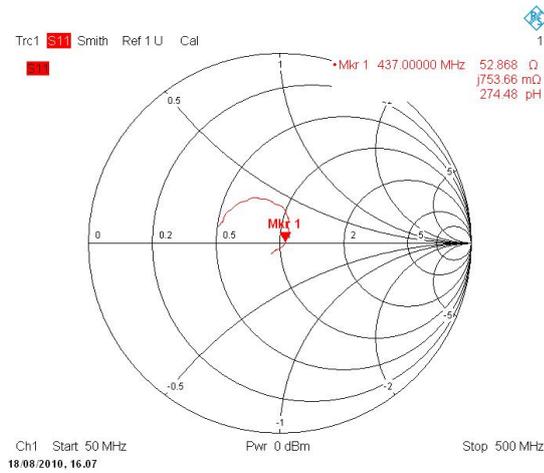
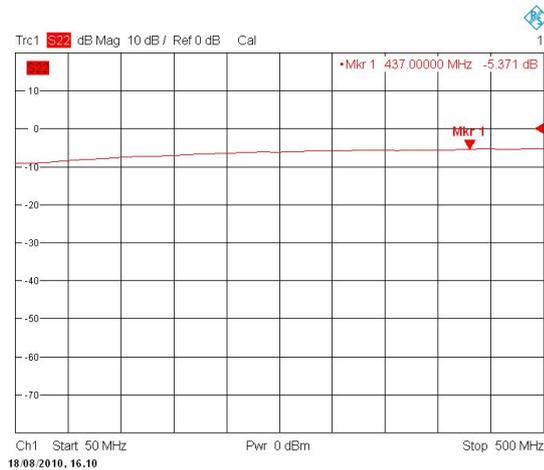
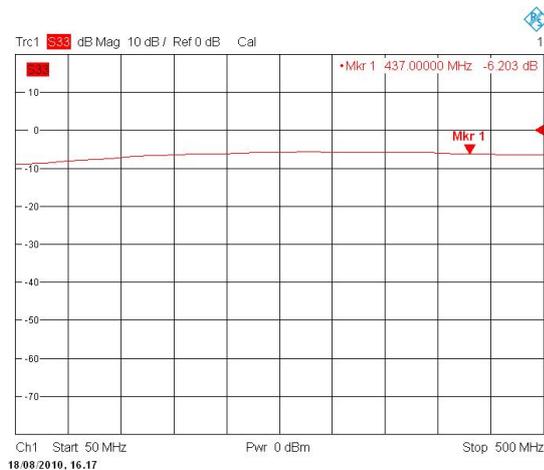
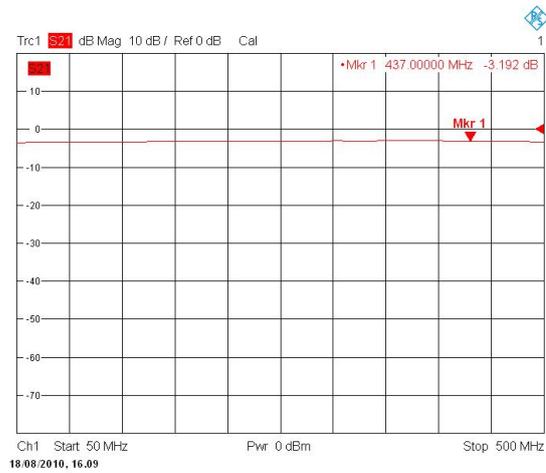
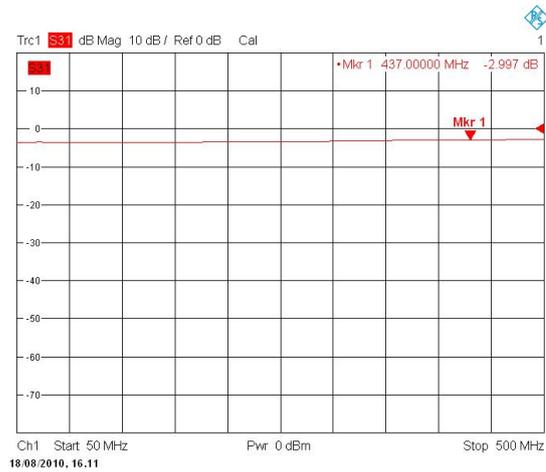
(a) parametro $s_{1,1}$ (b) parametro $s_{2,2}$ (c) parametro $s_{3,3}$

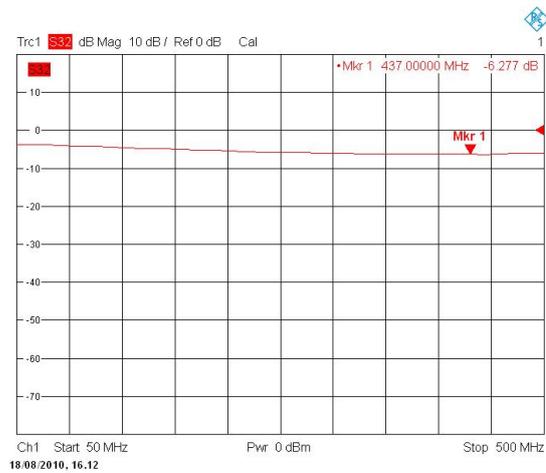
Figura 2.22: Splitter a 437 MHz: parametri degli adattamenti delle porte del divisore di potenza



(a) parametro $s_{2,1}$



(b) parametro $s_{3,1}$



(c) parametro $s_{3,2}$

Figura 2.23: Splitter a 437 MHz: parametri trasferimenti di potenza tra le porte

- Generatore di segnale
- analizzatore di spettro

Mentre nel VNA otteniamo i parametri [S] associati al circuito, e quindi dei dati vettoriali dotati sia di ampiezza che fase, con questa seconda misurazione otteniamo solamente le attenuazioni del segnale in termini di dB. Abbiamo cioè dei dati di tipo scalare che indicheranno i livelli di potenza entranti e uscenti dalla rete. Inoltre il generatore di segnale produce una sola frequenza, a differenza del VNA che è in grado di produrne un ampio range.

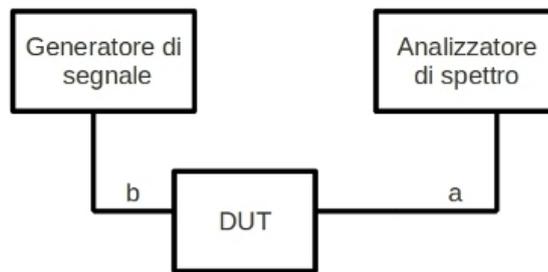


Figura 2.24: Schema misurazione con analizzatore

Il setup di misura è visibile in figura 2.24. I cavi utilizzati nella misurazione sono degli RG 316 con impedenza caratteristica 50Ω e connettori SMA maschio. Il cavo di misura (a) è lungo 100.5 cm, mentre il cavo (b) è lungo 46.7 cm. Su di essi sono stati eseguiti delle misurazione tramite VNA, che ha evidenziato i seguenti coefficienti di accoppiamento:

- $-0.29dB$ per il cavo (b);
- $-0.59dB$ per il cavo (a).

entrambi misurati alla frequenza di 437 MHz. Quindi si hanno basse perdite. Inizialmente si collegano i cavi tramite un connettore passante trough, e successivamente si fornisce potenza tramite il generatore di segnali, finchè sull'analizzatore di spettro viene visualizzato un livello di uscita pari a 0 dB. Il procedimento è una sorta di taratura che permetterà di leggere facilmente i dati seguenti. Il segnale fornito dal generatore non deve essere modulato. Il metodo di misura consiste nel fornire un segnale all'ingresso di un porta e misurare l'uscita prodotta su una seconda porta, quando la terza è collegata ad un carico adattato. Per esempio per misurare la potenza presente su porta 2 quando il segnale entra da porta 1, si pone su 3 un carico adattato.

Di seguito sono riportate le misurazioni ottenute. E' importante ricordare che una volta tarato il generatore di segnali, esso non viene più toccato.

Tabella 2.1: Misurazioni potenze

P_1	P_2	P_3
ingresso	-3dB	-2.5dB
-3.1dB	ingresso	-6dB
-2.7dB	-6dB	ingresso

Se si entra da porta 1, su porta 2 si hanno -3dB di potenza rispetto alla potenza entrante. Questo è un ottimo risultato, dato che questo valore implica che metà potenza è disponibile all'uscita, come previsto dallo studio teorico. L'uscita su porta 3 invece lascia un po' a desiderare dato che si ottiene un valore di -2.5dB che è più di metà potenza, e non si capisce il perchè. Buoni sono i risultati offerti da porta 2 verso porta 1 e da porta 3 verso porta 1 poichè evidenziano la simmetricità del circuito, mentre il dato da porta 3 a porta 2 indica un discreto isolamento.

Questo tipo di misura ha messo in luce la fragilità del dispositivo, oltre al suo funzionamento non proprio deterministico. Difatti, ad una seconda misurazione, esso ha prodotto i seguenti risultati

- da porta 1 a porta 2 si perdono -3.3dB ;
- da porta 1 a porta 2 si perdono -3dB .

Questi risultati probabilmente sono più veritieri. In entrambe le misurazioni per l'analizzatore è stato utilizzato il comando AUTO i grado di rilevare le impostazioni di misura migliori.

2.10 Splitter a 144 MHz

Come già calcolato a pagina 44, la lunghezza della linea a questa frequenza è di 34.42 cm. Le misure effettuate su questo circuito non sono le stesse rispetto a quelle eseguite sullo splitter a 437 MHz. In particolare non siamo riusciti ad eseguire delle misurazioni a 3 porte poichè il circuito ha subito evidenziato una certa fragilità strutturale, da imputarsi al peso troppo eccessivo dei cavi che ha spesso ha rotto la stagnatura di porta 1. Inoltre è stata eseguita una misurazione aggiuntiva per studiare le perdite dovute al cavo, dato che 35 cm iniziano ad essere una lunghezza abbastanza significativa.

2.10.1 Misurazione al VNA

Misurazione ad 1 porta

La prima misurazione eseguita riguarda la singola linea chiusa su carico adattato. Il risultato ottenuto non è dei più incoraggianti dato che ottiene il miglior adattamento possibile alla frequenza di 172 MHz (come mostrato in figura 2.25).

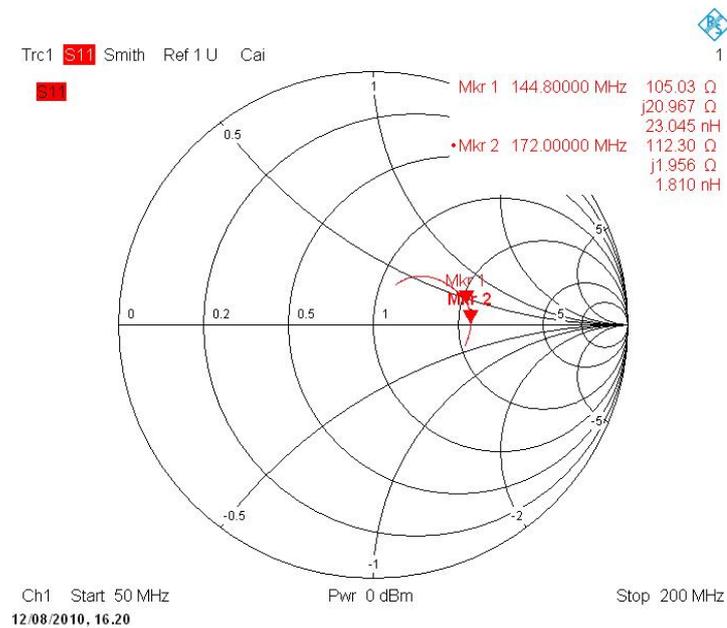


Figura 2.25: misurazione linea $\frac{\lambda}{4}$ a 144 MHz

Lo stesso errore è presente su entrambe le linee, ed è dovuto al dimensionamento errato della linee. La linea risulta troppo corta ed è probabilmente dovuto ad un coefficiente di fase leggermente errato. In questo caso si è preferito eseguire un adattamento delle linee con il metodo illustrato a pagina 46 per due motivi:

- cambiare il coefficiente di fase significa riprogettare lo splitter a 437 MHz;
- non si possiede abbastanza cavo.

I risultati a seguito dell'adattamento sono illustrati in figura 2.26.

Successivamente si uniscono le due linee formando lo splitter per i 144 MHz. Anche in questo caso è stata necessario una taratura del circuito utilizzando i dispositivi di taratura presenti sulle singole linee. Il risultato ottenuto

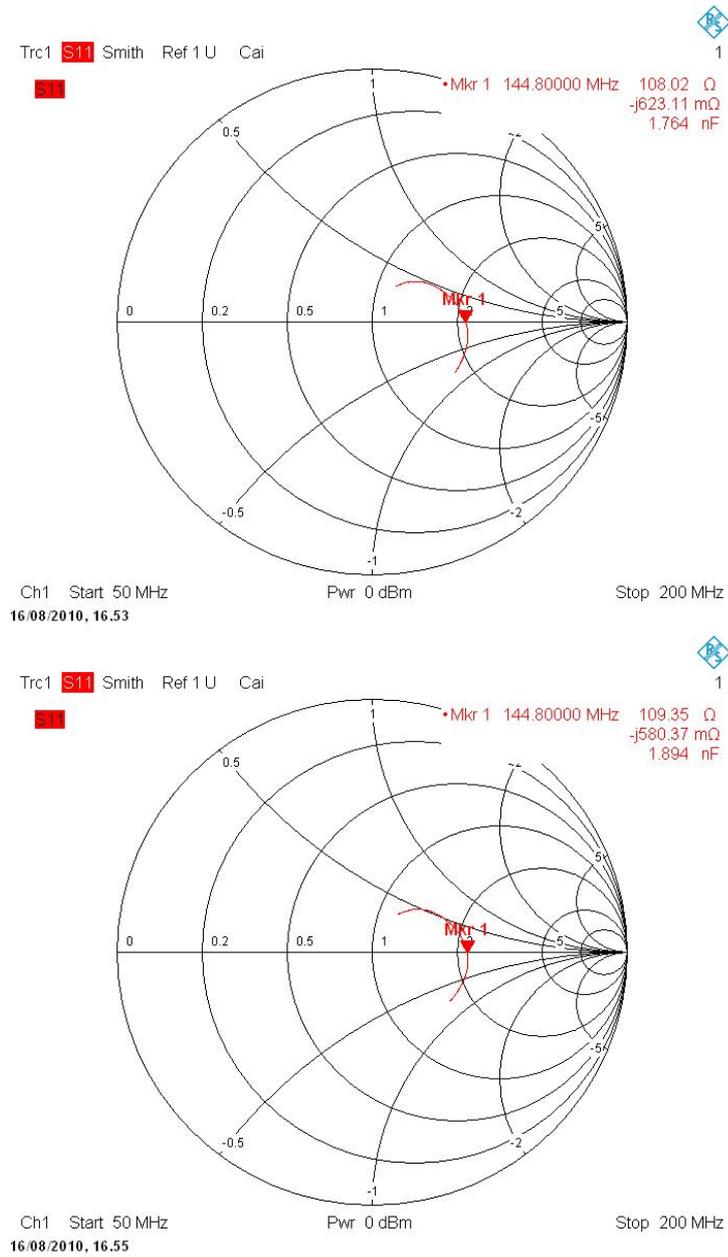


Figura 2.26: linee adattate

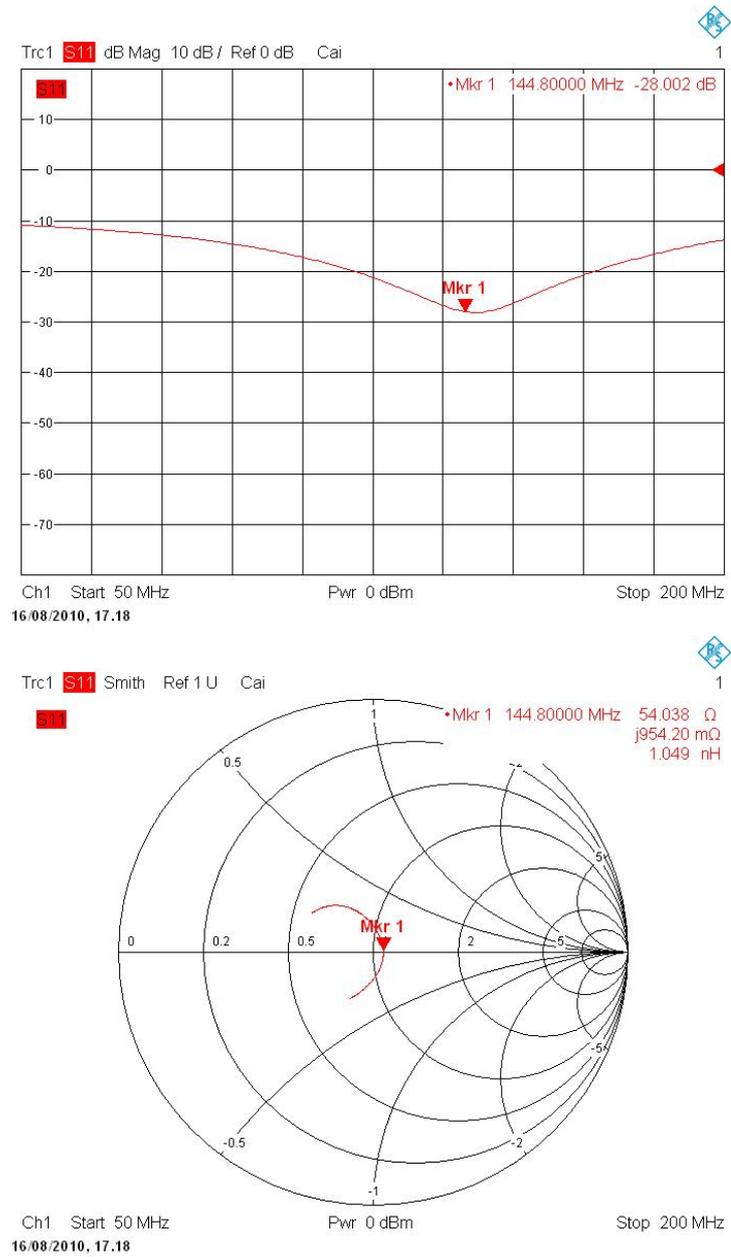


Figura 2.27: Splitter a 144 MHz

è mostrato in figura 2.27. L'adattamento è abbastanza buono su un'ampia banda, tuttavia si può subito vedere che il risultato ottenuto è decisamente peggiore rispetto allo splitter a 437 MHz.

Questa misurazione ci permette di dire che l'adattamento da eseguito non è un vera e propria rete di adattamento, ma è più simile ad uno stub. Infatti si pone un elemento con principalmente un effetto capacitivo in una sezione molto prossima al porta d'ingresso che modifica l'impedenza dell'intera linea.

Su questo power splitter è stata effettuata una misura di perdita di potenza causata da una linea. Per farla, è stata tagliata una terza linea su cui è stata eseguita una misurazione a 2 porte tramite il VNA. L'opzione di calibrazione usata è la 2 port 1 path che permette di misurare il circuito in una sola direzione, cioè quando l'ingresso è porta 1 e l'uscita è porta 2. Sotto tale condizione, l'analizzatore permette di misurare solo $s_{1,1}$ e $s_{2,1}$. Gli altri parametri [S] vengono comunque misurati, ma non sono affidabili. Da tale misurazione si ricava che il parametro $s_{2,1}$ vale solamente -0.2dB . Si può affermare che la perdita può essere trascurata.

2.10.2 Misurazione con l'analizzatore di spettro

La misura viene eseguita con lo stesso procedimento illustrato a pagina 52.

Si ricorda che per l'analizzatore di spettro si ricorre nuovamente alla funzione auto, per rilevare le migliori condizioni per la misura.

I valori ottenuti dalle misurazioni sono riportate nella seguente tabella

Tabella 2.2: Misurazioni delle potenze trasferite tra le porte dello splitter

P_1	P_2	P_3
ingresso	-3.25	-3.15dB
-2.7dB	ingresso	-6.15dB
-2.67dB	-6.15dB	ingresso

In questo caso si vede che il circuito tende a perdere qualche decimo di dB rispetto alla situazione ideale, e non è perfettamente bilanciato.

2.11 Conclusioni

Anche se dal punto di vista teorico la costruzione dello splitter non è particolarmente difficile, sono stati riscontrati diversi problemi dal punto di vista pratico. Il primo problema è nato dalla non conoscenza del cavo fisico. Infatti, come precedentemente accennato, il coefficiente di fase pari al 66%

risulta buono per il circuito a 437 MHz, ma errato per quello a 144 MHz. I dispositivi sono risultati molto fragili e si sono rotti più volte durante le misurazioni, risultando non molto affidabili dal punto di vista meccanico. In ultimo le tempistiche di una progettazione e realizzazione sono pari a quelle dell'acquisto del componente da terza parti.

Si è optato per l'acquisto di un power splitter a $\frac{\lambda}{4}$ della WiMo (allegato E), in grado anche di variare la polarizzazione tramite un control box.

3 Amplificatore a basso rumore (Low Noise Amplifier LNA)

Uno dei dispositivi più importanti nell'ambito della costruzione della ground station è l'amplificatore a basso rumore (Low Noise Amplifier (LNA)).

L'amplificatore a basso rumore è un dispositivo il cui scopo è amplificare il segnale ricevuto dall'antenna e, insieme a quest'ultima, rendere il segnale proveniente dal satellite abbastanza potente da essere riconosciuto dal ricevitore. Il suo alto guadagno deve essere in grado di recuperare le perdite di tutte i componenti posti a valle, specialmente quelle dovute ai cavi di collegamento. Inoltre il suo contributo è molto importante in termini della temperatura equivalente di sistema e quindi di fattore di merito del sistema ($\frac{G}{T}$).

L'amplificatore viene inserito a valle del divisore di potenza (splitter-combiner), il più vicino possibile alle antenne 3.1.

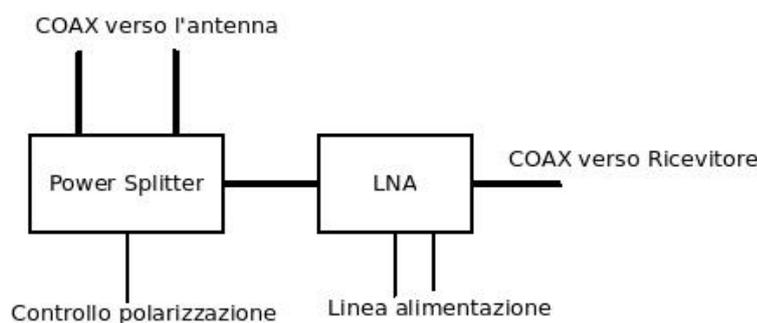


Figura 3.1: Schema a blocchi semplificato di connessione dell'LNA

L'amplificatore usato è un Microset MOD PRM145 per la frequenza 144 MHz e un Microset MOD PRM430 per la frequenza 437 MHz. Entrambi sono amplificatori costruiti con tecnologia GeAS FET. Gli amplificatori sono

sistemati all'interno di una scatola di metallo a tenuta stagna ed elettricamente a massa, per il montaggio a palo si suggerisce di siliconare i bordi della scatola. Entrambi sono dotati di connettori tipo N femmina. All'interno della scatola, oltre all'amplificatore vero e proprio è inserito il circuito di alimentazione del dispositivo e un circuito di Bypass. Quando il circuito è acceso, l'amplificatore amplifica il segnale in ingresso (proveniente dall'antenna), mentre quando è spento il circuito di bypass connette l'uscita dell'amplificatore all'ingresso, senza eseguire nessun tipo di amplificazione. Nel caso di amplificatore acceso, la stazione a terra è in modalità ricezione, mentre sarà in trasmissione quando l'LNA è spento.

In figura 3.2 sono riportati gli schemi semplificati del contenuto dell'amplificatore. Figura 3.2(a) riporta lo schema circuitale semplificato che si realizza quando la stazione è in ricezione situazione in cui di solito si trova la ground station. In questa situazione il comando Push To Talk (PTT) è disattivato e i relay non sono eccitati, e quindi l'ingresso del circuito è collegato all'uscita tramite l'operazionale, ottenendo l'amplificazione del segnale. Quando viene inviato il comando Push To Talk (PTT), i relay si eccitano e collegano direttamente l'uscita con l'ingresso del circuito. In questo caso non si ha amplificazione del segnale.

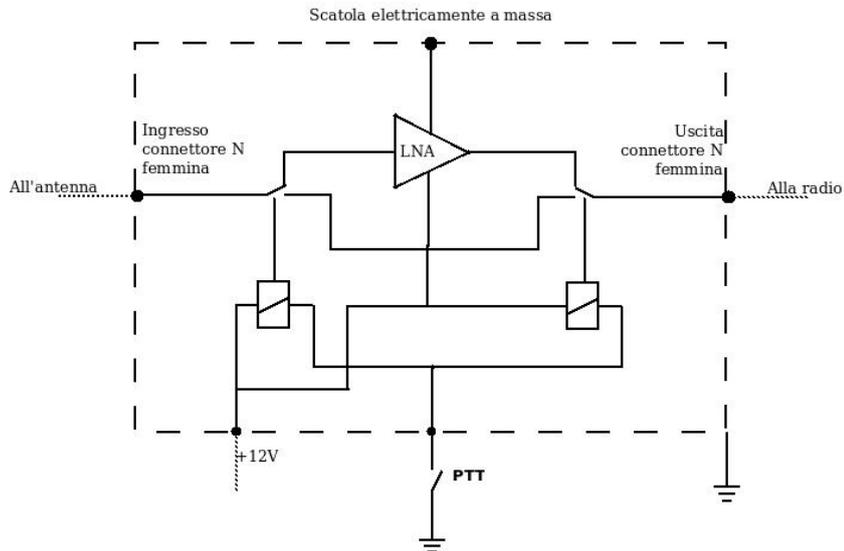
In laboratorio sono state eseguite misurazioni tramite analizzatore vettoriale di reti e tramite analizzatore di spettro per verificare i dati forniti dal produttore. In particolare, si vogliono misurare:

- Guadagno;
- Banda;
- Punto di intercetta del terzo ordine (Output Third Order Intercept (OTOI));
- Figura di rumore.

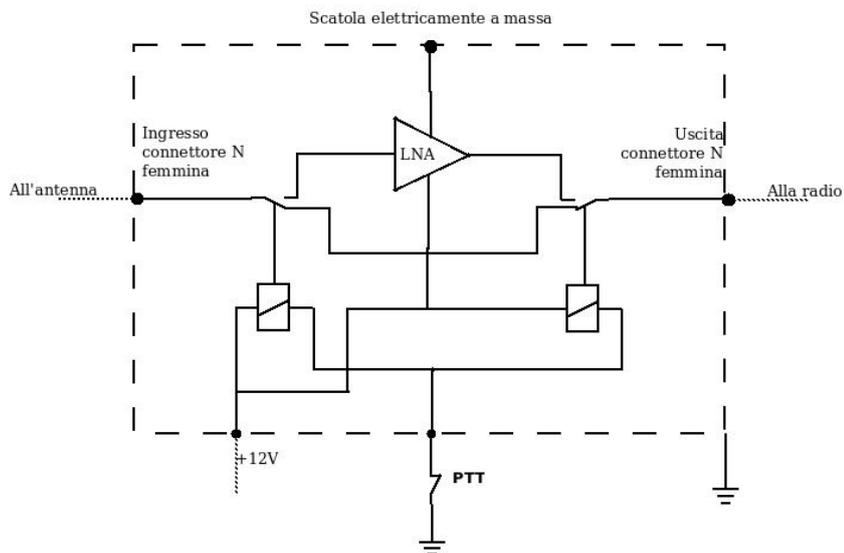
3.1 Misure sull'amplificatore a basso rumore per i 144 MHz

3.1.1 Misure di guadagno e larghezza di banda con VNA

La misurazione coinvolge due porte dell'analizzatore che va dunque calibrato di conseguenza. I dettagli per la calibrazione sono indicati nel box in figura 3.3. Per alimentare l'amplificatore si utilizza una tensione di 13.5 V, con un consumo di corrente da parte del LNA di 130 mA.



(a) Schema circuitale con amplificatore acceso, stazione in ricezione,



(b) Schema circuitale con amplificatore spento, stazione in stazione in trasmissione,

Figura 3.2: Schemi circuitali dell'amplificatore, in ricezione (a) e in trasmissione (b)

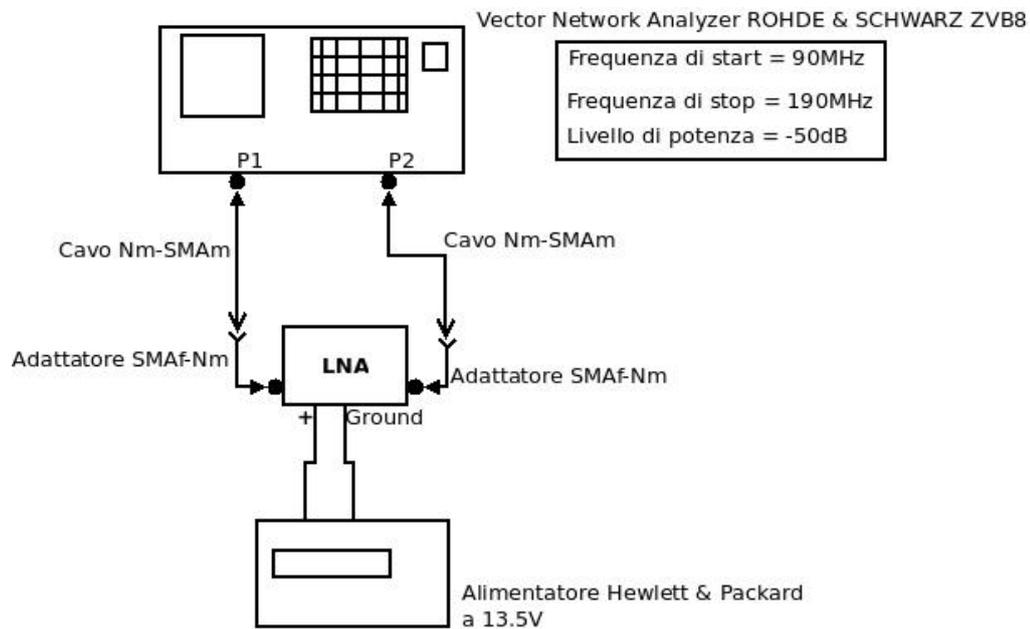


Figura 3.3: Schema a blocchi del sistema di misura dell'LNA con analizzatore di reti (VNA)

La prima misurazione effettuata riguarda il parametro $s_{2,1}$. Sul grafico in figura 3.4, che riporta l'andamento del parametro $|s_{2,1}|^2$, sono stati impostati 3 marker.

Marker 1 è impostato sulla frequenza a cui si ottiene il massimo guadagno disponibile e indica un valore di 19.7 dB alla frequenza di 146.6 MHz. Marker 2 e marker 3 sono stati inseriti per indicare la banda ai -3dB dell'amplificatore, e valgono 16.12dB a 141.9 MHz e 16.14dB a 150 MHz rispettivamente. La banda misurata è di 8.1 MHz.

Da figura 3.5 si vede che valore del guadagno alla frequenza di 144 MHz è di 18.4dB. Un'ultima misurazione riguarda il parametro $s_{1,1}$ (riportato in figura 3.6), che indica una porta di ingresso fortemente disadattata, dato che vale solo -1.783dB. Questo potrebbe richiedere un circuito di adattamento.

Con il VNA sono state eseguite altre misurazioni che consistono nel vedere il comportamento del dispositivo alle variazioni della tensione di alimentazione che, secondo il produttore può variare da 12 V fino ai 14 V. L'amplificatore si è dimostrato particolarmente robusto a tali variazioni e non si riscontrano significative variazioni di guadagno, al massimo qualche centesimo di dB. Oltre alla variazione del guadagno è presente una variazione della corrente assorbita dal circuito. Si registra un discostamento di soli 10 mA rispetto al valore di 130 mA misurato alla tensione di alimentazione

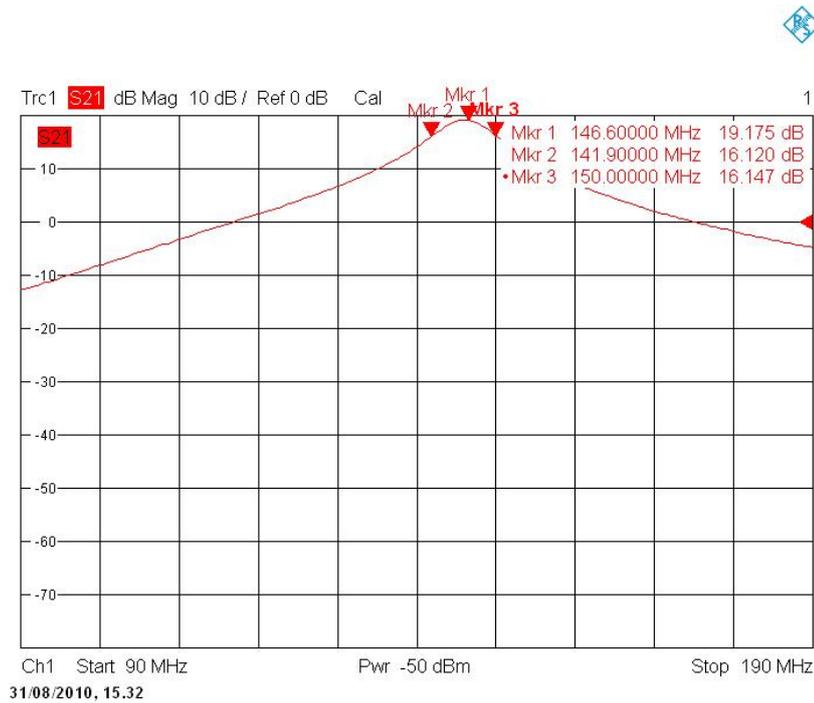


Figura 3.4: LNA 144 MHz: andamento in frequenza del guadagno (parametro $|s_{2,1}|^2$ in dB)

di 13.5 V.

Inoltre, abbiamo verificato il funzionamento dell'amplificatore quando questo è spento. I risultati sono visualizzati in tabella 3.1. Si può notare il

$s_{1,1}$	-29dB
$s_{1,2}$	-0.18dB
$s_{2,1}$	-0.18dB
$s_{2,2}$	-27dB

Tabella 3.1: parametri [S] con amplificatore spento, condizione di trasmissione

buon adattamento di entrambe le porte, sia in entrata che in uscita, mentre i parametri $s_{1,2}$ e $s_{2,1}$ coincidono. Tali parametri indicano inoltre la presenza di bassissime perdite quando l'LNA viene spento e la stazione va in trasmissione.

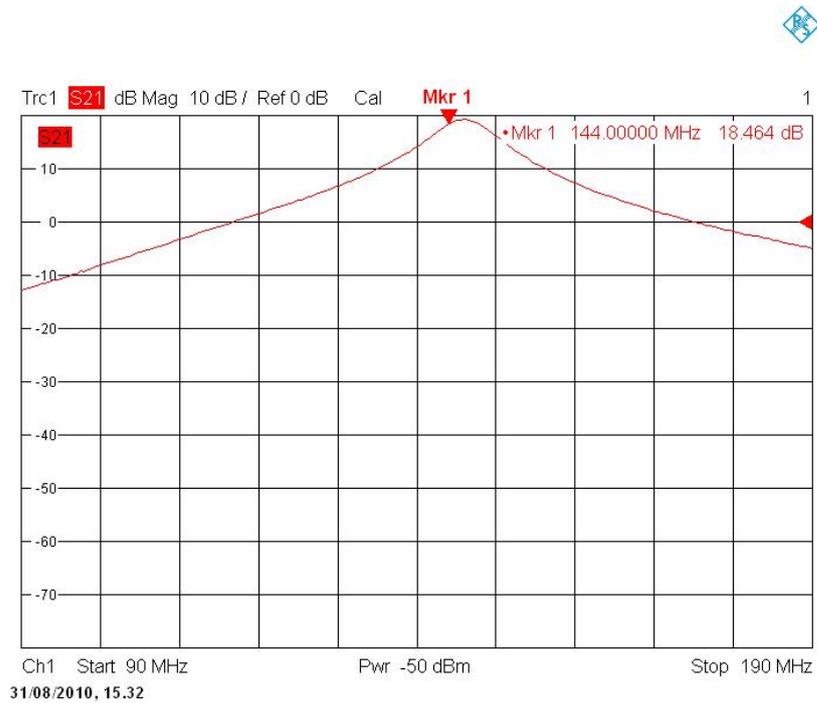
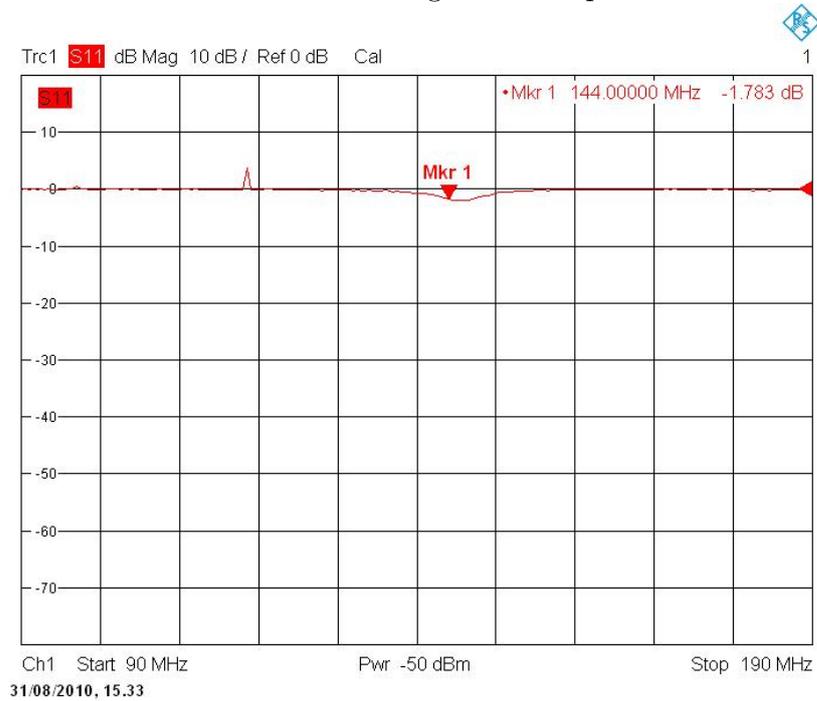


Figura 3.5: LNA 144 MHz: Guadagno dell'amplificatore a 144 MHz

Figura 3.6: LNA 144 MHz: andamento in frequenza del return loss porta 1 ($|s_{1,1}|^2$ in dB)

3.1.2 Misura del punto di intercetta del terzo ordine IP_3

Le misure con analizzatore di spettro permettono di misurare il punto di intercetta del terzo ordine, mentre tale misura non è possibile con l'analizzatore di reti poichè quello utilizzato fin ad ora non possiede alcuni moduli aggiuntivi.

Per effettuare questo tipo di misurazione si deve eccitare l'amplificatore con due segnali abbastanza potenti su due frequenze distinte, in modo da provocare intermodulazioni del terzo ordine. Per fare questo sono necessari due generatori di segnali. I generatori usati sono

- Hewlett Packard 8647 A da 250 kHz a 1000 MHz (gen. A);
- Rohde & Schwarz Mobile Tester 0.4-1000 MHz SMFP 2 (gen. B).

Il generatore A fornirà un segnale alla frequenza f_0 , mentre il generatore B ne produrrà uno alla frequenza f_1 distanziato dalla precedente di 500 kHz. L'analizzatore di spettro è invece un Advantest R3262 Spectrum Analyzer, con il seguente setup:

- Frequenza di centro = 144 MHz;
- Resolution bandwidth = 10 kHz;
- Video bandwidth = 10 kHz;
- Attenuazione = 10dB;
- SPAN = 2 MHz;
- SWEEP TIME = 50 ms;
- AVG = 20

Il noise floor dello strumento è di -99dB (a pagina 126 sono spiegati i comandi principali dall'analizzatore di spettro).

Per convogliare i due segnali verso l'amplificatore si usa uno splitter di tipo resistivo della Weinschel model 1507 R. L'utilizzo dello splitter di tipo resistivo, da un lato dà la possibilità di lavorare su frequenze diverse assicurando lo stesso trattamento dei segnali, mentre dall'altro lato comporta una perdita di potenza. La perdita teorica aspettata è di -6dB per i segnali alle singole frequenze.

Ad ogni variazione della potenza fornita dai generatori, la misurazione viene divisa in due fasi.

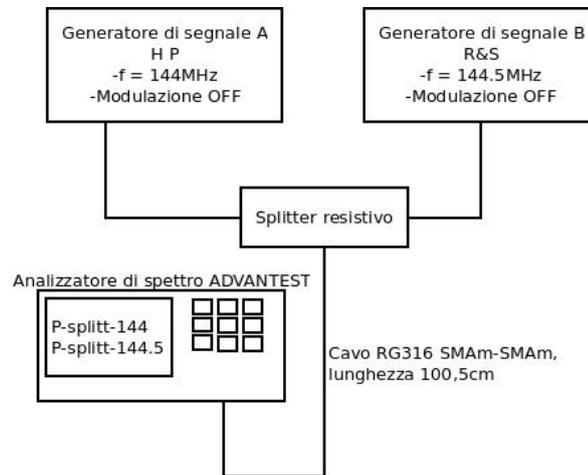


Figura 3.7: Configurazione sistema di misura per fase 1, relativo al calcolo di IP_3

Fase 1: misura potenza effettiva diponibile all'ingresso dell'LNA Si collegano i generatori allo splitter e l'analizzatore va a misurare l'uscita dello splitter (figura 3.7).

Il cavo di collegamento tra lo splitter e l'analizzatore è un RG 316 con connettori SMA maschio lungo 100.5 cm che perde -0.33dB alla frequenza di 144 MHz. Questa fase della misurazione ha lo scopo di misurare l'effettivo livello di potenza che viene fornito all'amplificatore, dato che quest'ultimo viene alimentato tramite lo splitter. Si nota che in genere l'uscita dello splitter è di circa 7dB più bassa rispetto al livello visualizzato dai generatori.

Fase 2: misura potenza in uscita dell'LNA L'uscita dello splitter viene collegata all'ingresso dell'amplificatore tramite un cavo RG 316 della lunghezza di 46.7 cm, perdita misurata -0.16dB, mentre l'analizzatore viene posto all'uscita dell'LNA tramite il cavo precedente. In questa fase si può misurare l'effettivo guadagno di potenza fornito dall'amplificatore e, se la potenza dei segnali in ingresso è abbastanza forte, si possono vedere le potenze dei segnali spuri, alle frequenze $2f_0 - f_1$ e $2f_1 - f_0$. E' importante ricordare che *per il calcolo del guadagno va presa come riferimento la potenza uscente dallo splitter*

L'operazione preliminare alla misura consiste nel tarare i due generatori di segnale, utilizzando il setup illustrato in *fase 1* (figura 3.7). Difatti, mentre per il generatore A la tratta di cavo che lo collega allo splitter è di pochi centimetri, il generatore B è collegato tramite un cavo di diversi metri, su cui sono le perdite producono risultati apprezzabili. Entrambi i cavi in questione

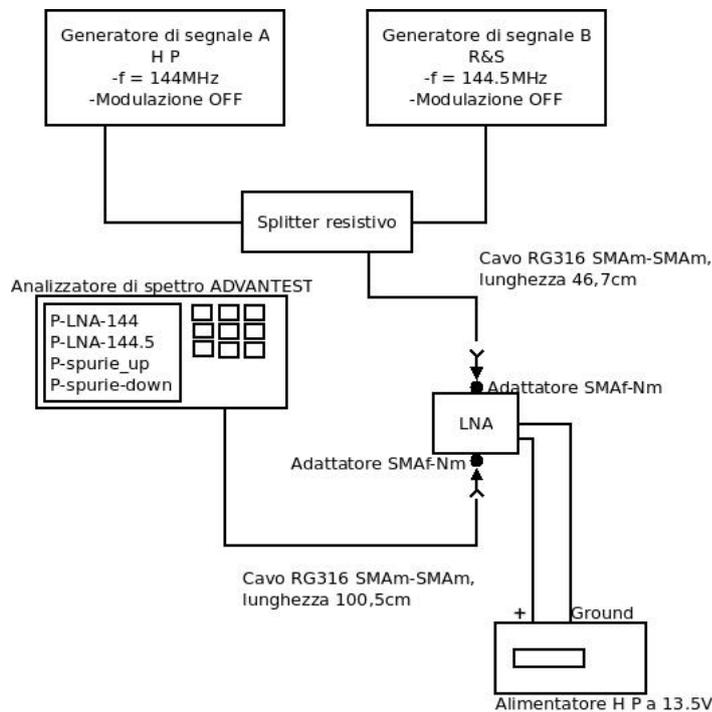


Figura 3.8: configurazione sistema di misura per fase, relativo al calcolo di IP_3

sono degli RG 316 con connettori SMA maschio. La taratura viene svolta molto semplicemente fornendo un livello di potenza fisso dal generatore A (ad esempio -50dBm), mentre la potenza fornita dal generatore B viene variata finchè sull'analizzatore di spettro si vedono due segnali con la stessa potenza di uscita. Si ricorda che la potenza è presa dall'uscita dello splitter resistivo. La taratura ha l'obiettivo di rendere ininfluenti le perdite dei cavi.

Risultati della misura I risultati delle misurazioni sono inseriti nella tabella 3.2.

In tale tabella sono riportati tutti i livelli di potenza in dBm. Con il termine $P_{spurie-down}$ si intende la potenza in uscita dall'amplificatore del segnale spurio alla frequenza 143.5 MHz, mentre con $P_{spurie-up}$ si intende quello a frequenza 144.6 MHz. Si nota che fino ad un valore di potenza fornita pari a -40dBm (-47.5dBm effettivi considerando lo splitter), non si ha intermodulazione. Il guadagno rimane costante su tutte le misurazioni effettuate ed è pari a 17dB circa.

Da queste misurazioni è stato ricavato il punto di intercetta del terzo ordine, che mostra un guadagno dell'amplificatore pari a 17dB. Il punto di

Tabella 3.2: Dati misurati sull'LNA a 144 MHz

P_{in}	$P_{split-144}$	$P_{split-144.5}$	$P_{LNA-144}$	$P_{LNA-144.5}$	$P_{spurie-down}$	$P_{spurie-up}$
-50	-57.4	-57.25	-35.9	-38.4	-	-
-40	-47.5	-47	-29.03	-28.7	-95.6	-95.4
-35	-42.5	-42.25	-24.4	-23.8	-84.8	-83.2
-30	-37.4	-37.2	-19.7	-19.1	-69.5	-68.7
-25	-32.7	-32.5	-14.7	-14	-64.7	-56.4

intercetta vale $ITOI=-7.5\text{dBm}$ e $OTOI=11\text{dBm}$. Le potenze utilizzate per costruire i grafici di IP_3 sono il valore medio delle potenze entranti e uscenti alle due frequenze. Per potenza entrante si considera sempre quella misurata all'uscita dello splitter. Il grafico ottenuto è riportato in figura 3.1.2.

Con questo analizzatore di rete non si è in grado di misurare la figura di rumore.

3.1.3 Misura della figura di rumore

Uno dei parametri più interessanti da misurare per gli amplificatori è la figura di rumore. Tale parametro è riportato dal produttore, ma in maniera incompleta poichè non viene indicata la banda su cui esso è misurato.

Misura della figura di rumore utilizzando l'analizzatore di spettro Advantest R3262

Un primo tentativo di calcolo della figura di rumore è stato effettuato con l'analizzatore di spettro. Il principio su cui si basa la misurazione è il seguente: Lo LNA ha una potenza minima di ingresso a cui corrisponde un'uscita pari alla potenza di rumore. Tale potenza di ingresso è definita Minimum Discernable Signal (MDS). Da questa considerazione si può ricavare che tale livello vale:

$$MDS = NF - 174 + 10\text{Log}(B) \quad (3.1)$$

con

- NF = noise figure misurata in dB;
- -174 = kT in dB, con k costante di Boltzman e $T=290^\circ$ Kelvin;

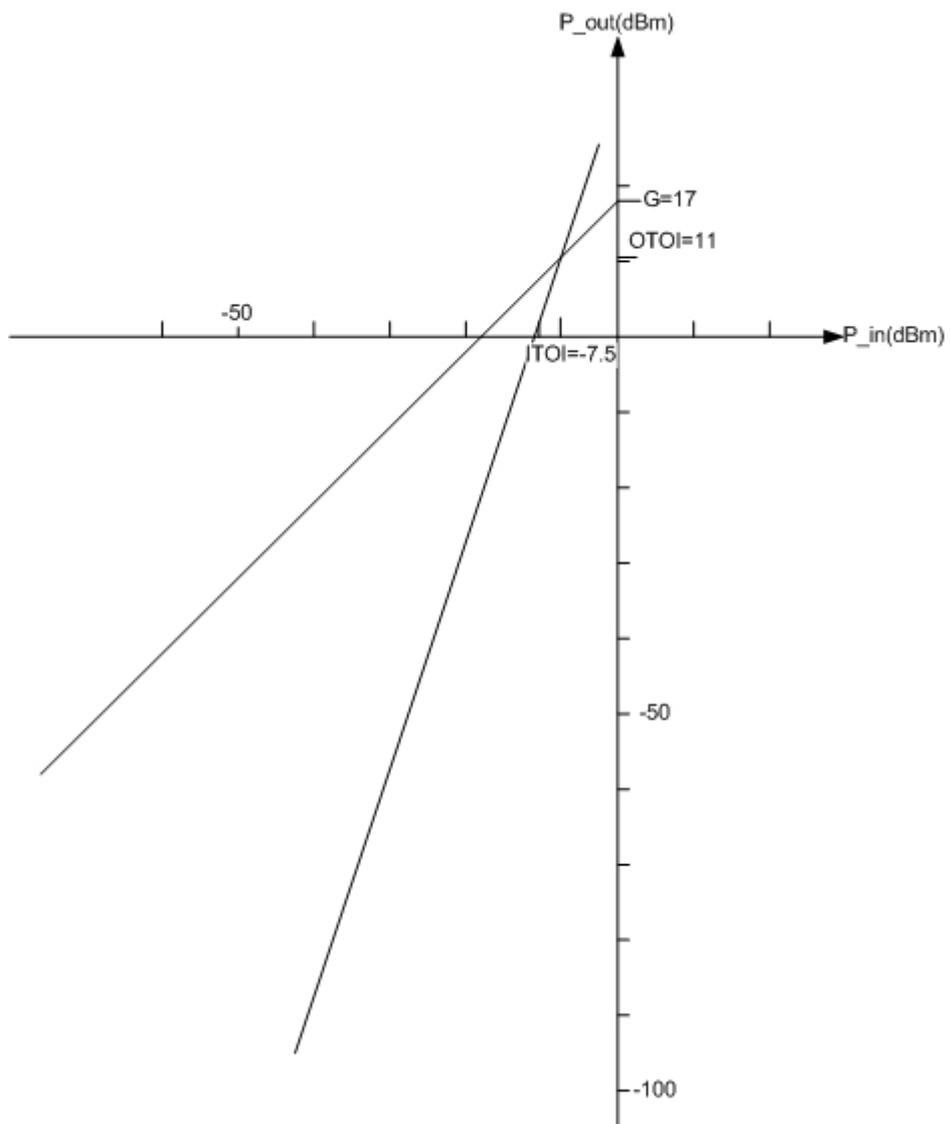


Figura 3.9: LNA 144 MHz: Grafico punto di intercetta di terzo ordine (IP3)

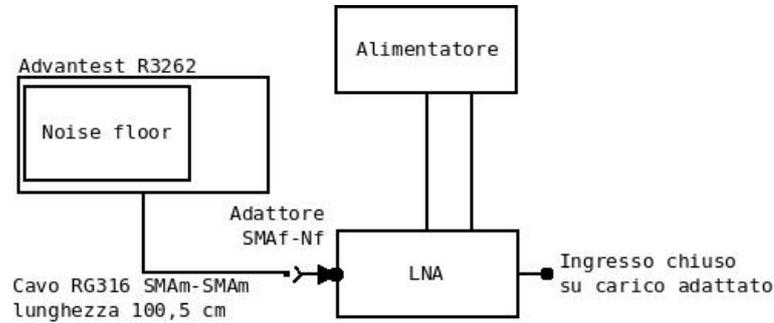


Figura 3.10: Schema di misura per la figura di rumore, utilizzando l'analizzatore Advantest

- B = banda del dispositivo.

Con riferimento al grafico di IP_3 , si trova che l'MDS può essere ricavato anche da

$$MDS = NoiseFloor - Guadagno \quad (3.2)$$

Con l'analizzatore di spettro si vuole trovare il noise floor dell'amplificatore.

Per farlo si utilizza lo schema di misura indicato in figura 3.10. La misura consiste nel chiudere l'ingresso dell'amplificatore su un carico adattato e misurare l'uscita prodotta dal dispositivo. Sull'analizzatore si andrà a verificare se c'è differenza sulla forma d'onda mostrata tra amplificatore acceso e spento. In particolare, quando l'amplificatore è spento, la forma d'onda visualizzata dall'analizzatore è il noise floor dello strumento di misura. Esso dipende dalla Resolution bandwidth che viene impostata per l'analizzatore, e più piccola sarà tale banda, minore sarà la soglia del rumore. Con l'analizzatore Advantest, utilizzando il seguente setup:

- Frequenza di centro = 144 MHz;
- Resolution bandwidth = 10 kHz;
- Video bandwidth = 10 kHz;
- Attenuazione = 10dB;
- SPAN = 2 MHz;
- SWEEP TIME = 50 ms;
- AVG = 20

si ha un noise floor di -99dBm. Con tale livello non si notano differenze tra amplificatore acceso e amplificatore spento, e quindi il noise floor dell'amplificatore non può essere calcolato. Riducendo la resolution bandwidth, non si ottengono miglioramenti del noise floor dell'analizzatore, e quindi la misura non è possibile con questo strumento.

Misura della figura di rumore con l'analizzatore di spettro R&S signal analyzer FSIQ26

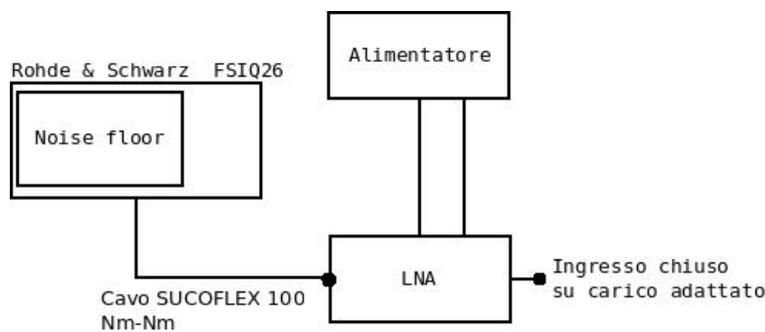


Figura 3.11: Schema di misura della figura di rumore con analizzatore R&S

Lo schema di misura è illustrato in figura 3.11, ed è praticamente lo stesso di figura 3.10, con alcune differenze per quanto concerne i tipi di cavi utilizzati. Questo tipo di analizzatore dovrebbe garantire un noise floor notevolmente più basso rispetto all'analizzatore della Advantest, e si spera sia sufficientemente basso per identificare il noise floor dello strumento.

Il setup utilizzato è il seguente:

- Frequenza di centro = 144 MHz;
- Resolution bandwidth = 30 kHz;
- Video bandwidth = 300 kHz;
- Attenuazione = 10dB;
- SPAN = 5 MHz;
- SWEEP TIME = 14 ms;
- AVG = 1AVG.

Il noise floor mostrato dallo strumento, connesso all'amplificatore spento, è pari a -105dBm. Accendendo l'amplificatore, ancora una volta non si notano differenze. Abbassando ulteriormente la resolution bandwidth fino a raggiungere il valore di soli 5 kHz, cioè il valore minimo consentito, il rumore di fondo dello strumento è di -114dBm. Tuttavia, all'accensione dello strumento non si verificano cambiamenti. Anche questa misura, con l'utilizzo di uno strumento ad altissime prestazioni, non ha permesso il calcolo della figura di rumore.

Osservazione Durante la misura con l'analizzatore di spettro Rohde & Schwarz, lasciando spaziare lo strumento su tutta la banda disponibile tra i 20 Hz e i 26.5 GHz, è stato osservato uno strano comportamento dell'amplificatore PRM145. Difatti tale dispositivo, in assenza di ingressi, mostra delle risposte spurie dovute a probabili oscillazioni indesiderate, riportate in tabella 3.3.

Frequenza	valore del picco
3.39 GHz	-14.22dBm
6.797 GHz	-39.37dBm
10.249 GHz	-52.26dBm
13.701 GHz	-43.93 dBm

Tabella 3.3: Valori delle risposte spurie per l'amplificatore modello PRM145

Misura della figura di rumore con sorgente di rumore e wattmetro di BF

Il metodo seguito è riportato nell'application note 57 della Rohde & Schwarz [RD-6]. La misura consiste nel confrontare l'aggiunta di rumore provocate dall'amplificatore quando quest'ultimo è posto all'ingresso di un ricevitore la cui figura di rumore è nota. La figura di rumore dell'amplificatore può essere ricavata dall'equazione di Friis, una volta note le cifre di rumore del sistema amplificatore + ricevitore e del ricevitore preso singolarmente.

La figura di rumore del ricevitore si ottiene dal confronto dei livelli di potenza (o di tensione) misurati rispetto ad una resistenza di carico posta all'uscita del dispositivo in due situazioni:

- Ricevitore con ingresso chiuso su carico adattato;
- Ricevitore con ingresso chiuso su generatore di rumore.

Lo stesso procedimento viene applicato al sistema LNA più ricevitore per ricavare la figura di rumore complessiva del sistema. Lo schema in figura 3.12

non ha alcuna valenza per quanto riguarda la misura, ma è stato utilizzato per controllare il corretto funzionamento del ricevitore. In particolare si controlla il funzionamento del circuito a bassa frequenza interno e la distorsione dello strumento. In questa fase non sono stati registrati comportamenti anomali. Il generatore di rumore è un dispositivo in grado di fornire un rumore di

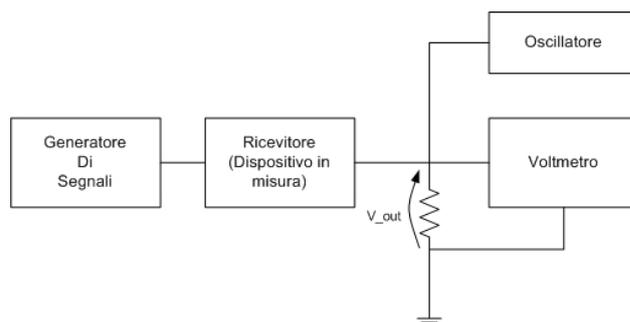


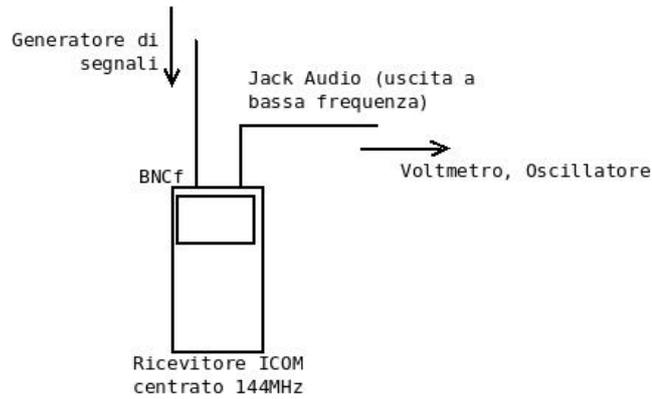
Figura 3.12: Verifica funzionamento del ricevitore usato per il calcolo della figura di rumore

tipo termico (e quindi bianco) con potenza molto maggiore rispetto ad un normale resistore e può essere considerato come un generatore di segnali ad ampia banda. Il parametro che lo contraddistingue è l'Excess Noise Ratio (ENR) che indica la potenza aggiuntiva di rumore fornita dal generatore. Tale parametro può essere ricavato dalla formula

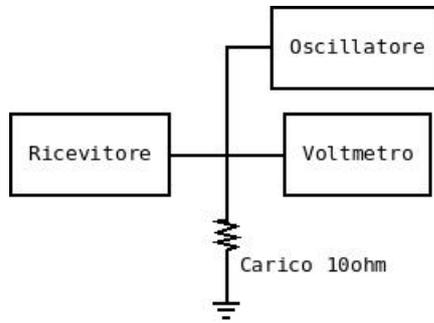
$$ENR = \frac{(T_2 - T_0)}{T_0}$$

dove $T_0 = 290^\circ K$ e T_2 è la temperatura equivalente di rumore del generatore misurata in gradi Kelvin. Il valore dell'ENR dipende dalla frequenza.

Il generatore di segnali produce un segnale modulato AM 30%, con portante a frequenza 144 MHz e segnale modulante sinusoidale a frequenza 1 kHz. L'uscita del ricevitore è presa a bassa frequenza tramite il Jack audio e misurata tramite un voltmetro analogico Hewlett & Packard 3400A a vero valore efficace (figura 3.13(a)). L'oscilloscopio è aggiunto per verificare la correttezza del segnale estratto dal ricevitore, e di fatto non è indispensabile alla misura. Inoltre con l'oscilloscopio è possibile controllare che il sistema composto da amplificatore e ricevitore non vada mai in saturazione. In particolare la configurazione amplificatore con generatore di rumore può portare l'amplificatore a bassa frequenza in saturazione. Si usa il ricevitore in modalità AM poichè è una modulazione di tipo lineare. L'uso di modulazioni di tipo non lineare come la modulazione FM, costringe l'amplificatore interno del ricevitore a lavorare in zone prossime alla saturazione. Una resistenza viene



(a) Dettaglio ingresso ed uscita del ricevitore,



(b) Dettaglio carico equivalente,

Figura 3.13: Dettagli sistema di misura del guadagno del ricevitore

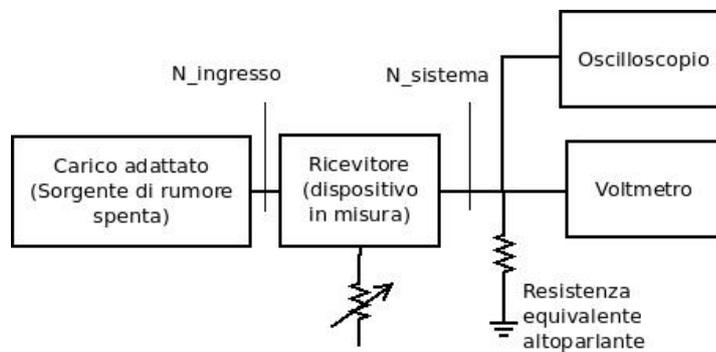
aggiunta all'uscita del circuito per essere utilizzata come carico su cui effettuare la misurazione tramite voltmetro (figura 3.13(b)). Il valore è $10\ \Omega$ poichè coincide con la resistenza dell'altoparlante del ricevitore.

La misura della figura di rumore inizia con la misurazione del livello di tensione in uscita dal ricevitore quando quest'ultimo è chiuso su un carico adattato di $50\ \Omega$ (figura 3.14(a)). Il dato misurato con il voltmetro è $V_1 = 8\ \text{mV}$. Il secondo sistema serve a misurare il valore di tensione quando in ingresso al ricevitore viene messo il generatore di rumore (3.14(b)). Il valore misurato è $V_2 = 41\ \text{mV}$. Si ricava la figura di rumore del ricevitore dalla

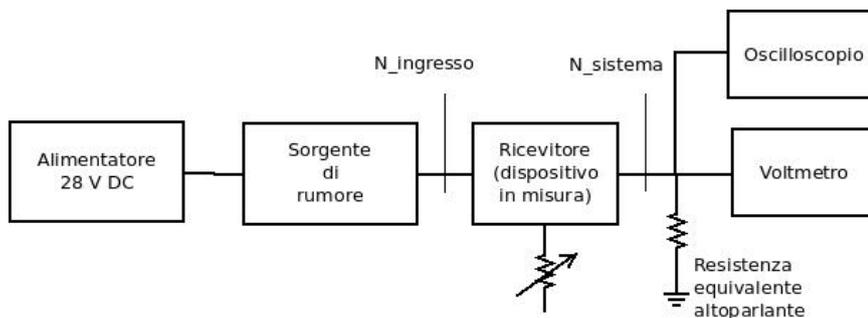
seguente equazione

$$\begin{aligned}
 NF &= 10\text{Log}(ENR) - 10\text{Log}\left(\frac{P_2}{P_1} - 1\right) \\
 &= 10\text{Log}(ENR) - 10\text{Log}\left(\left(\frac{V_2}{R}\right)^2 - 1\right) \\
 &= ENR_{dB} - 10\text{Log}\left(\left(\frac{V_2}{V_1}\right)^2 - 1\right)
 \end{aligned}
 \tag{3.3}$$

Sostituendo i valori ottenuti dalle misurazioni, si ottiene $NF_r = 1.3\text{dB}$. Si applica ora lo stesso procedimento al sistema LNA più ricevitore (figure



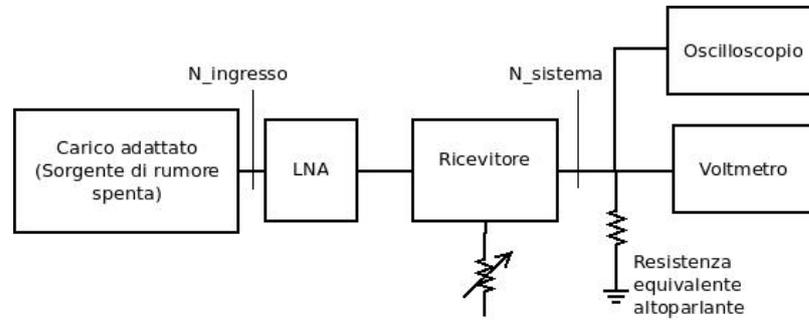
(a) Sistema di misura della tensione in uscita dal ricevitore chiuso su carico adattato,



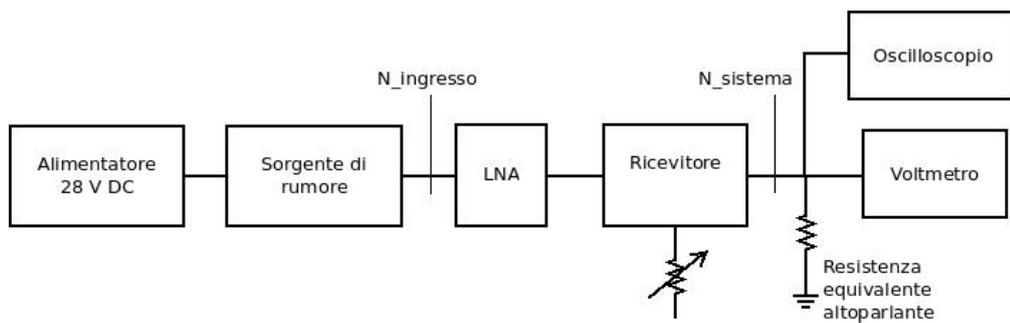
(b) Sistema di misura della tensione in uscita dal ricevitore chiuso sul generatore di rumore,

Figura 3.14: Misura della figura di rumore del ricevitore

3.15(a) e 3.15(b)). Chiudendo l'ingresso dell'amplificatore sul carico adattato si ottiene il valore di tensione $V_1 = 65\text{mV}$, mentre chiudendo l'ingresso sul generatore di rumore è $V_2 = 310\text{mV}$. Utilizzando l'equazione 3.3 si ottiene $NF_s 1.97\text{dB}$.



(a) Sistema di misura della tensione in uscita dal sistema chiuso su carico adattato,



(b) Sistema di misura della tensione in uscita dal sistema chiuso sul generatore di rumore,

Figura 3.15: Misura della figura di rumore del sistema amplificatore e ricevitore

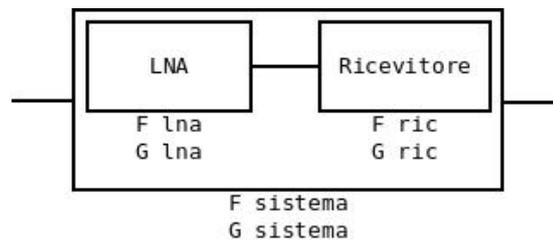


Figura 3.16: Schema a blocchi del sistema amplificatore e ricevitore, con figure di rumore

Per trovare la figura di rumore dell'amplificatore si ricorre alla formula di Friis che descrive la figura di rumore per più stadi rumorosi in cascata (figura 3.16). In particolare si ha

$$F_s = F_{LNA} + \frac{F_r - 1}{G} \quad (3.4)$$

dove

1. F_s = cifra di rumore del sistema;
2. F_{LNA} = cifra di rumore dell'amplificatore;
3. F_r = cifra di rumore del ricevitore;
4. G = guadagno dell'amplificatore (espresso non in dB).

Da 4.15 si ottiene

$$F_{LNA} = F_s - \frac{F_r - 1}{G} \quad (3.5)$$

La cifra di rumore ottenuta per l'amplificatore è $F_{LNA} = 1.57$, con una figura di rumore associata pari a $NF_{LNA} = 10 \text{Log}(F_{LNA}) = 1.9 \text{dB}$.

Osservazione In fase di misura si consiglia di misurare prima la figura di rumore del sistema LNA e ricevitore collegati al generatore di rumore. Infatti è con questo setup che si ottengono le potenze maggiori e su cui si può regolare il volume del ricevitore per evitare la saturazione. Con il termine volume si intende la potenza disponibile per l'uscita del circuito a bassa frequenza e non il guadagno del ricevitore rispetto a segnali posti al suo ingresso. E' importante ricordare che una volta settato il volume, esso non deve più essere toccato.

Ricapitolando, i valori di figura di rumore ottenuti sono riportati in tabella 3.4. Utilizzando il valore di figura di rumore per l'amplificatore fornito dal

	Cifra di rumore	Figura di rumore
Ricevitore	1.34	1.3
LNA+ricevitore	1.57	1.97
LNA	1.57	1.9

Tabella 3.4: Valori di cifra di rumore e figura di rumore di ricevitore e amplificatore

costruttore, la noise figure del sistema è di $NF_s = 1 \text{dB}$, dato che l'alto guadagno dell'amplificatore annulla il contributo del ricevitore alla figura di rumore complessiva.

Misura della figura di rumore con Noise Generator

Il noise generator è uno strumento in grado di generare un forte rumore di fondo, e dotato di una scala logaritmica su cui viene visualizzata la noise figure del sistema alimentato (figura 3.17). Il principio usato è il raddoppio della potenza ([RD-6]).

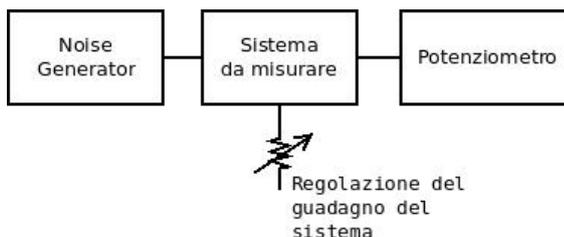


Figura 3.17: Misura della figura di rumore tramite Noise Generator

Per realizzare la misurazione si collega l'uscita del generatore inizialmente spento all'ingresso del sistema sotto misura. Sul wattmetro si misura la potenza in uscita dal sistema. Si accende ora il generatore e si fornisce potenza al circuito finché sul wattmetro si misura un valore pari al precedente più 3dB, che corrisponde, in scala lineare, ad un raddoppio della potenza. Sulla scala logaritmica del noise generator si leggerà un valore che indica la figura di rumore del dispositivo sotto misura. I dati mostrati sono i seguenti in tabella 3.5 I dati ottenuti non sono affidabili.

	Figura di rumore
LNA + ricevitore	0.5dB
Ricevitore	2dB

Tabella 3.5: Dati ottenuti dalla misurazione con il noise generator

3.2 Misure sull'amplificatore a basso rumore per i 437 MHz

3.2.1 Misura guadagno e larghezza di banda con VNA

Il procedimento di misura sull'amplificatore a 437 MHz è lo stesso illustrato nella sezione 3.1.1, ricordando però di impostare un range di frequenze che va da 390 MHz a 480 MHz.

La prima differenza che balza all'occhio rispetto al precedente modello è la corrente assorbita che risulta essere pari a 180 mA, a fronte di un valore

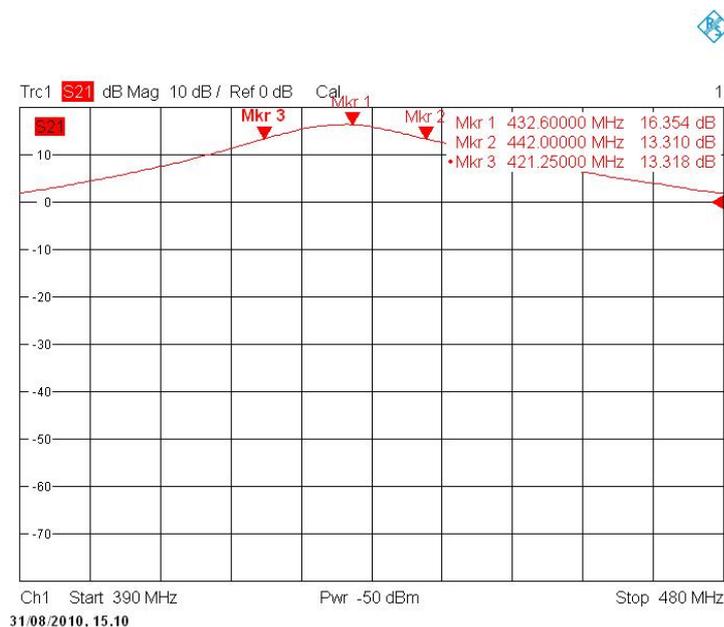


Figura 3.18: LNA 437MHz: andamento in frequenza del guadagno (parametro $|s_{2,1}|^2$ in dB)

dichiarato dal costruttore di soli 100 mA. Inoltre il cavo di misura a perde -0.59dB. Analogamente alle precedenti misure a 144 MHz, in figura 3.18, è stato misurato l'andamento del parametro $s_{2,1}$ e sono stati impostati dei marker per evidenziare guadagno massimo e banda a -3dB. Il guadagno massimo misurato risulta essere 16.3dB a 432.6 MHz, mentre i valori di frequenza a -3dB sono 421.2 MHz e 442 MHz. La banda del dispositivo risulta dunque essere di 19.2 MHz. Rispetto al precedente modello risulta essere molto più estesa.

In figura 3.19 è invece evidenziato il valore dell'amplificazione alla frequenza di lavoro. Il guadagno ottenuto è pari a 15.24dB. Infine in figura 3.20 è mostrato il valore del parametro $s_{1,1}$, ovvero il return loss dell'LNA. I dati questa volta sono buoni e mostrano un valore del parametro pari a -13.83dB, indice dunque di un buon adattamento del dispositivo. Il comportamento del circuito da spento è pressapoco identico a quello misurato per l'amplificatore a 144 MHz, ovvero buon adattamento di entrambe le porte e bassissime perdite.

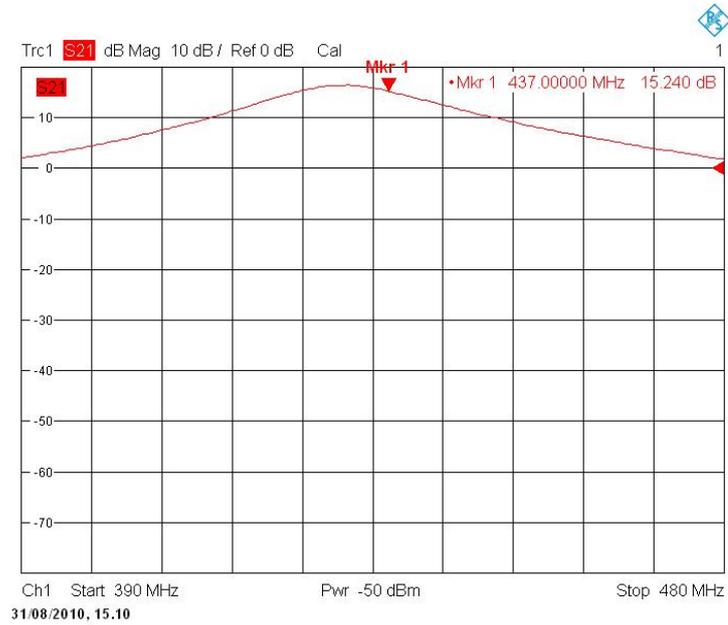


Figura 3.19: LNA 437 MHz: guadagno dell'amplificatore a 437 MHz

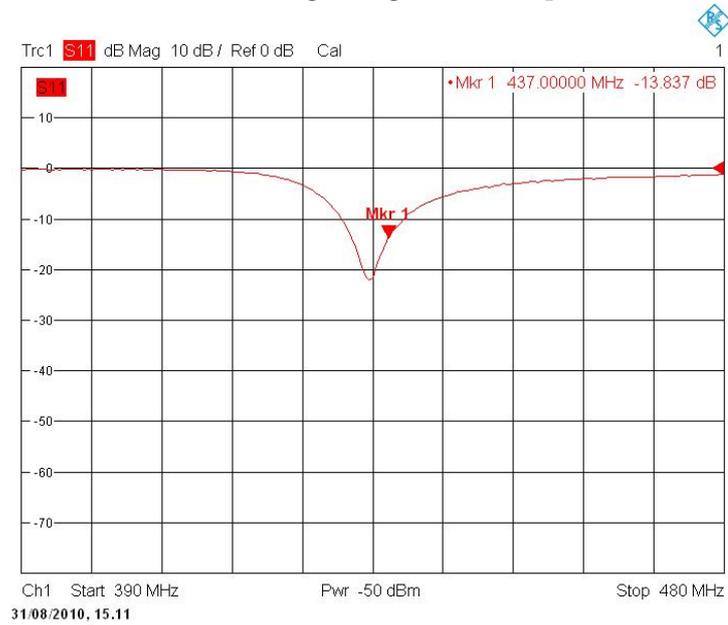


Figura 3.20: LNA 437 MHz: andamento in frequenza del return loss di porta 1 (parametro $|s_{1,1}|^2$ in dB)

3.2.2 Misura del punto di intercetta del terzo ordine IP_3

Anche in questo caso, il setup della misura è identico a quello approntato per la misurazione dell'amplificatore per i 144 MHz. L'unica eccezione sono ovviamente i generatori di segnali, che vanno impostati su frequenze diverse. In particolare, il generatore A va impostato su una frequenza di 437 MHz e il generatore B va impostato su una frequenza di 437.5 MHz.

Il setup dell'analizzatore di spettro è il seguente:

- frequenza di centro = 437 MHz;
- Resolution bandwidth = 10 kHz;
- Video bandwidth = 100 kHz;
- Attenuazione = 10dB;
- SPAN = 2 MHz;
- SWEEP TIME = 50 ms
- AVG = 20;

Il noise floor dello strumento è ancora di -99dBm.

A questa frequenza il cavo di misura a perde -0.59dB, mentre il cavo b perde -0.29dB. I dati raccolti dalla misurazioni sono inseriti in tabella 3.6, mentre in figura 3.21 è riportato il grafico tracciato a partire dai punti. Il guadagno risulta essere più o meno costante al valore di 14.5dB. Considerando le perdite del cavo di misura a , il guadagno si attesta intorno i 15.1dB, cioè un valore molto prossimo a quello ricavato dalle misurazione con il VNA. Il punto di intercetta è ITOI=-6dBm e OTOI=8dBm.

Tabella 3.6: Dati misurati sull'LNA a 437 MHz

P_{in}	$P_{split-437}$	$P_{split-437.5}$	$P_{LNA-437}$	$P_{LNA-437.5}$	$P_{spurie-down}$	$P_{spurie-up}$
-50	-57.4	-57.25	-43.9	-42.4	-	-
-40	-47.5	-47.3	-33.2	-33.2	-	-
-35	-42.7	-42.5	-28.4	-28.3	-	-
-30	-37.5	-37.3	-23.4	-23.2	-85.6	-85.6
-25	-32.7	-32.5	-18.7	-18.7	-71	-71.2
-20	-27.5	-27.8	-13.7	-13.5	-55.2	-54.5

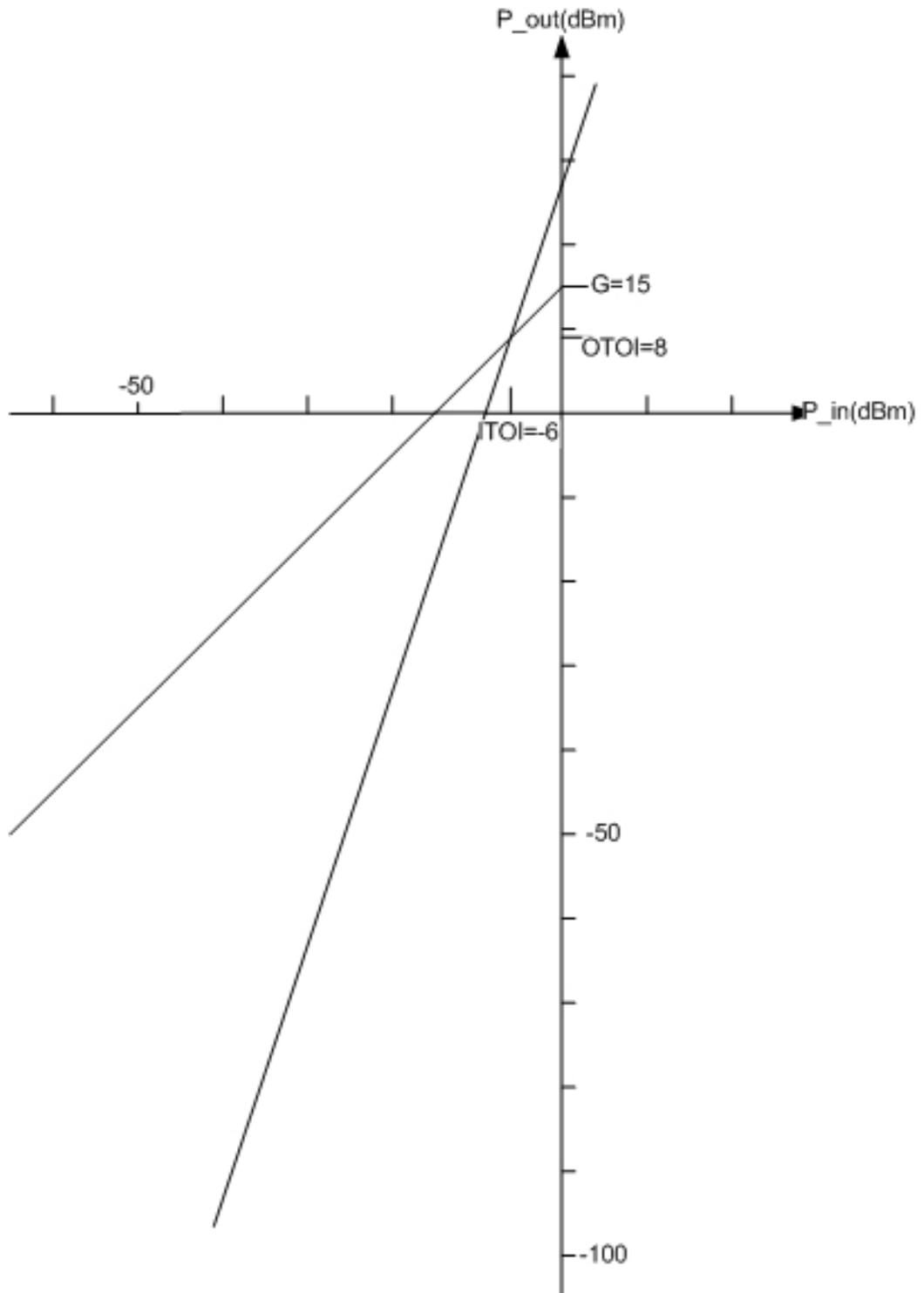


Figura 3.21: LNA 437 MHz: Grafico punto di intercetta di terzo ordine IP3

3.2.3 Misura della figura di rumore

Il procedimento seguito è lo stesso illustrato nella sezione 3.1.3 a pagina 68.

Misura della figura di rumore utilizzando l'analizzatore di spettro Advantest R3262

Si fa sempre riferimento alla configurazione riportata in figura 3.10. Per l'analizzatore si utilizza il setup:

- frequenza di centro = 437 MHz;
- Resolution Bandwidth = 10 kHz;
- Video Bandwidth = 100 kHz;
- Attenuazione = 10dB;
- SPAN = 2 MHz;
- SWEEP TIME = 50 ms
- AVG = 20;

a cui corrisponde un noise floor di -99dB. Anche per questo amplificatore il rumore di fondo dell'analizzatore risulta troppo elevato, e non permette di visualizzare il noise floor dell'LNA.

Misura della figura di rumore con l'analizzatore di spettro R&S signal analyzer FSIQ26

Utilizzando l'analizzatore di spettro della Rohde & Schwarz, si arriva ad ottenere un rumore di fondo dello strumento di -112dBm quando impostato con i seguenti parametri

- frequenza di centro = 437 MHz;
- Resolution bandwidth = 5 kHz;
- Video bandwidth = 30 kHz;
- Attenuazione = 10dB;
- SPAN = 500 kHz;
- SWEEP TIME = 50 ms

- $AVG = 1AVG$;

Accendendo l'amplificatore non si notano variazioni dell'andamento. Su questo modello non sono presenti spurie dovute a risonanze.

Misura della figura di rumore con sorgente di rumore e wattmetro di BF

Il metodo seguito è già stato illustrato a pagina 72, nella sezione 3.1.3. Utilizzando il sistema amplificatore+ricevitore collegati al generatore di rumore, si tara il volume del ricevitore. I dati raccolti sono inseriti in tabella 3.2.3. Ricorrendo alle equazioni 3.3 e 3.5, si trovano i valori di cifra di rumore e

Tipo d'ingresso	Ricevitore	LNA+ricevitore
Carico adattato	15 mV	65 mV
Generatore di rumore	45 mV	290 mV

Tabella 3.7: Valori della tensione misurati per il calcolo della figura di rumore dell'amplificatore PRM430

figura di rumore di amplificatore, ricevitore e sistema LNA più ricevitore. Tali valori sono riportati in tabella. Il valore ottenuto per la figura di rumore

	Cifra di rumore	Figura di rumore (dB)
Ricevitore	4.14	6.17
LNA+ricevitore	1.75	2.44
LNA	1.68	2.25

Tabella 3.8: Valori di cifra di rumore e figura di rumore di ricevitore e amplificatore

del sistema utilizzando i dati del costruttore è $NF_s=1.76\text{dB}$.

Misura della figura di rumore con noise Generator

I dati sono riportati in tabella 3.9. Per l'esecuzione della misura si fa riferimento a quanto spiegato nella sezione 3.1.3 a 78. Anche in questo caso i dati

	Figura di rumore
LNA+ricevitore	2.5dB
Ricevitore	8dB

Tabella 3.9: Dati ottenuti dalla misurazione con il noise generator
ottenuti non sono per niente precisi e affidabili.

3.3. MISURA DELLE PERDITE DEL CAVO DI CABLAGGIO RG 213 U85

3.3 Misura delle perdite del cavo di cablaggio RG 213 U

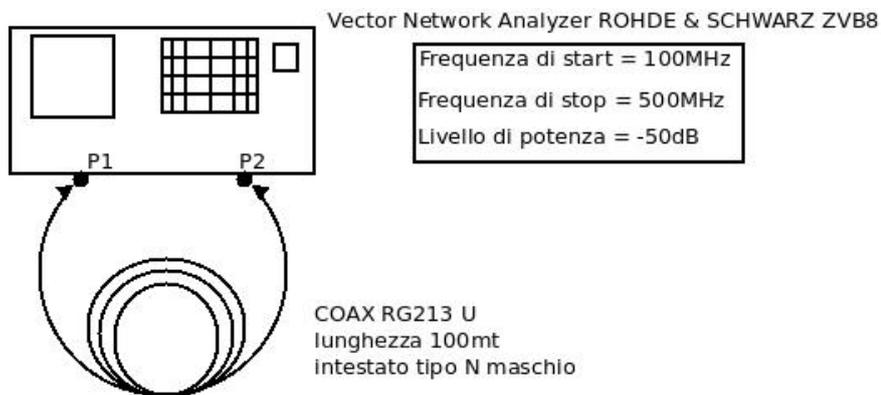


Figura 3.22: Schema di misura per il cavo RG 213 U con analizzatore vettoriale di reti

In laboratorio è stata eseguita anche una misurazione sulle perdite dovute al cavo di collegamento tra le varie componenti della ground station. Il cavo preso in esame è quello che poi andrà effettivamente usato per il cablaggio dalla stazione, ed è un RG 213 U della Tasker con impedenza caratteristica 50Ω . Tale cavo misura 100 m (non misurati) ed è stato intestato con connettori di tipo N maschio.

In figura 3.22 è riportato lo schema di misura usato. A differenza delle misurazioni eseguite fino ad ora, non si utilizzano cavi di misura, ma l'RG 213 U viene direttamente collegato all'analizzatore di reti. In fase di calibrazione vanno specificati connettori di tipo N femmina e va utilizzato il kit per calibrazione degli N.

Il parametro interessante di questa misurazione è ovviamente il parametro $s_{2,1}$, riportato in figura 3.23. Alla frequenza di 144 MHz si ha il valore di -8.9dB, mentre alla frequenza 437 MHz si ha un valore di -16.3dB. Tali risultati sono stati confermati dalla tabella fornita in internet dal produttore, e risultano in linea con le specifiche di questo tipo di cavo.

3.4 Riepilogo dati

I dati sono riepilogati nelle successive tabelle.

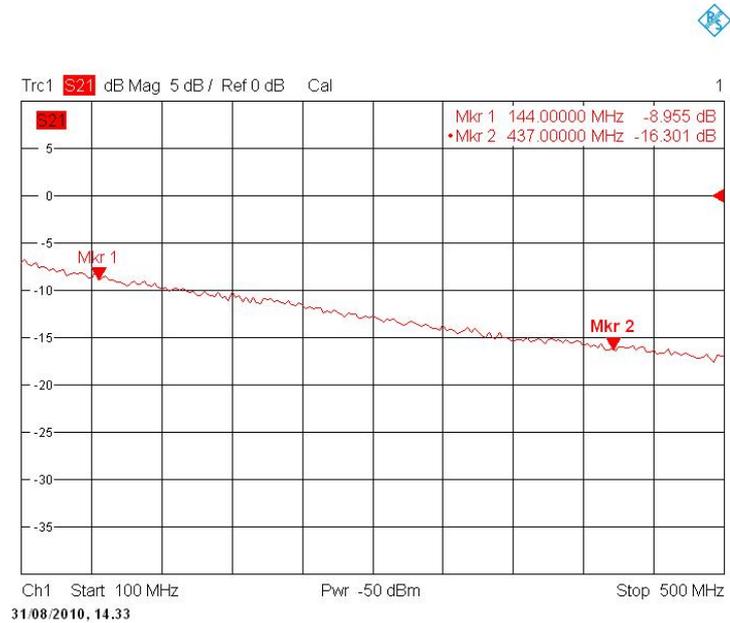


Figura 3.23: Misura dell'attenuazione in frequenza del cavo RG 213 U

dato	PRM430	PRM145
Guadagno	15dB	17dB
Banda	8.1 MHz	21 MHz
Corrente assorbita	180 mA	130 mA
Figura di rumore ¹	1.5dB	1dB
ITOI	-6dBm	-7.5dBm
OTOI	8dBm	11dBm

Tabella 3.10: Breve riepilogo dei vari dati misurato per quanto riguarda gli amplificatori

dato	freq. 437 MHz	freq. 144 MHz
Attenuazione(dB/m)	0.163	0.089

Tabella 3.11: Riepilogo attenuazioni del cavo

4 Link Budget

Il link budget è uno strumento importantissimo nella progettazione dell'intero sistema di comunicazione terra-satellite in quanto prende in esame tutte le componenti che entrano in gioco in tale azione. A partire dalle caratteristiche del sistema ricevente e trasmettente, del canale radio e della modulazione sviluppata può dire se è possibile la comunicazione fra i due apparati radio. Ad ogni variazione apportata ad un sistema radio coinvolto nella comunicazione, varia il link budget, che da quindi precise indicazioni sulla convenienza delle modifiche apportate. L'equazione fondamentale su cui si fonda è la link equation (Equazione di bilancio o equazione di progetto)[RD-8, pag. 551]:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{P L_l G_t L_s L_a G_r}{k T_s R} \quad (4.1)$$

dove

$\frac{E_b}{N_0}$ Rapporto tra energia associata al bit e densità spettrale di potenza del rumore;

P (Watt) Potenza fornita a radio frequenza dal trasmettitore;

L_l Perdite dovute alla linea di alimentazione dell'antenna;

G_t Guadagno dell'antenna trasmettente;

L_s Attenuazione di spazio libero;

L_a Attenuazioni supplementari dovute alla tratta radio;

G_r Guadagno dell'antenna ricevente;

k Costante di Boltzmann (pari a $1.38 \times 10^{-23} \text{ J K}^{-1}$);

T_s Temperatura di rumore del sistema ricevente in gradi Kelvin;

R Tasso di trasmissione in bit al secondo.

E' importante notare che si parla di densità spettrale di potenza e non di potenza di rumore; non è presente nessun riferimento alla banda occupata dal segnale. Per studiare l'equazione di progetto conviene scriverla sotto forma di somma di logaritmi, trasformando la produttoria di termini in una più semplice sommatoria. L'equazione ricavata è

$$\frac{E_b}{N_0} = P + L_l + G_t + L_s + L_a + G_r - 10\text{Log}_{10}k - 10\text{Log}_{10}T_s - 10\text{Log}_{10}R \quad (4.2)$$

Va subito precisato che vanno studiati due link budget: uno per la tratta terra-satellite (uplink) e uno per la tratta satellite-terra (downlink). In fase di progettazione è molto più difficile soddisfare il link budget per il downlink dato che il sistema ricetrasmittente inserito nel satellite deve fare i conti con dei parametri molto restrittivi in termini di consumi energetici. Ne segue che la potenza disponibile per la trasmissione sarà ovviamente molto bassa. Di seguito vengono presentati i singoli termini dell'equazione.

4.1 Caratterizzazione del sistema trasmittente

I termini che tengono conto del sistema trasmittente sono fondamentalmente la potenza disponibile in uscita dal trasmettitore P , l'insieme di perdite dovute alla linea di alimentazione dell'antenna L_l e il guadagno effettivo di potenza sviluppato dal sistema di antenne usate in trasmissione.

4.1.1 Potenza del trasmettitore (P)

Il termine P rappresenta la potenza fornita dalla radio ed è determinato unicamente dalla radio utilizzata, e varia notevolmente se si considera il sistema trasmittente del satellite, oppure quello installato nella stazione a terra.

Downlink Vanno distinti due casi. La radio ufficiale del progetto è la radio basata sul modulo CC1100 e illustrata a pagina 15. Tuttavia, allo scopo di testare il sistema prima del lancio effettivo del satellite, viene considerato un secondo modulo ricetrasmittente, largamente utilizzato nella costellazione CubeSat. Il modulo è l'ISIS Small Satellite transceiver.

ISIS Small satellite Transceiver Tale modulo prodotto dalla ISISpace non viene utilizzato nel progetto Atmocube. Tuttavia è un modulo molto utilizzato in altri satelliti della costellazione cubesat, e dunque è utile come parametro di riferimento nella scrittura del link budget, quando si considera che la radio in funzione nella ground station è la Kenwood TS790E. Il modulo ISI fa uso di due canali radio per trasmissione e ricezione. Il ricevitore utilizza frequenze comprese tra i 400 MHz e i 450 MHz con una data rate di 1200bit/s, con la possibilità di chiedere al produttore il funzionamento al tasso di 9600bit/s. La figura di rumore indicata è minore di 6dB. Il trasmettitore utilizza invece frequenze comprese tra i 130 MHz e i 160 MHz, con data rate fino a 9600bit/s e una potenza in uscita massima pari a 400 mW. Ulteriori caratteristiche sono riportate nel datasheet a pagina 139.

Uplink Nella stazione a terra sono installate due radio: Kenwood TS790E (sez. 1.3.1) e una radio custom basata sul circuito integrato CC1101 (sez. 1.3.1). E' possibile utilizzare una sola radio alla volta.

Le potenze disponibili sono riassunte in tabella 4.1 Le potenze uscenti dal-

Dispositivo	Potenza fornita	origine del dato
Kenwood TS790E (437 MHz)	40 W/16.02dBW	manuale TS790E pag. 4
Kenwood TS790E (144 MHz)	45 W/16.53dBW	manuale TS790E pag. 4
Radio custom	30 W/14.77dBW	[RD-15, pag. 17]
Radio satellite	3.2 W/5.03dBW	sez. 1.1
Radio ISIS	400 mW/-3.9dBW	sez. 4.1.1

Tabella 4.1: Potenze fornite dai sistemi ricetrasmittenti utilizzati nel satellite e nella ground station

la radio vengono fornite al sistema di alimentazione delle antenne, ovvero l'infrastruttura fisica che trasporta il segnale generato dalla radio fino all'ingresso delle antenne.

4.1.2 Perdite linea di alimentazione dell'antenna (L_l)

Il termine indica perdite e guadagni dovuti al sistema fisico di alimentazione dell'antenna, che comprende tutti i dispositivi presenti tra l'uscita della radio e l'ingresso delle antenne.

Downlink In questa situazione il parametro L_l può essere considerato nullo dato che radio e antenna sono estremamente vicini e la linea di alimentazione è lunga dunque solo pochi centimetri.

Uplink Nel caso di stazione a terra il contributo della linea di alimentazione diventa considerevole.

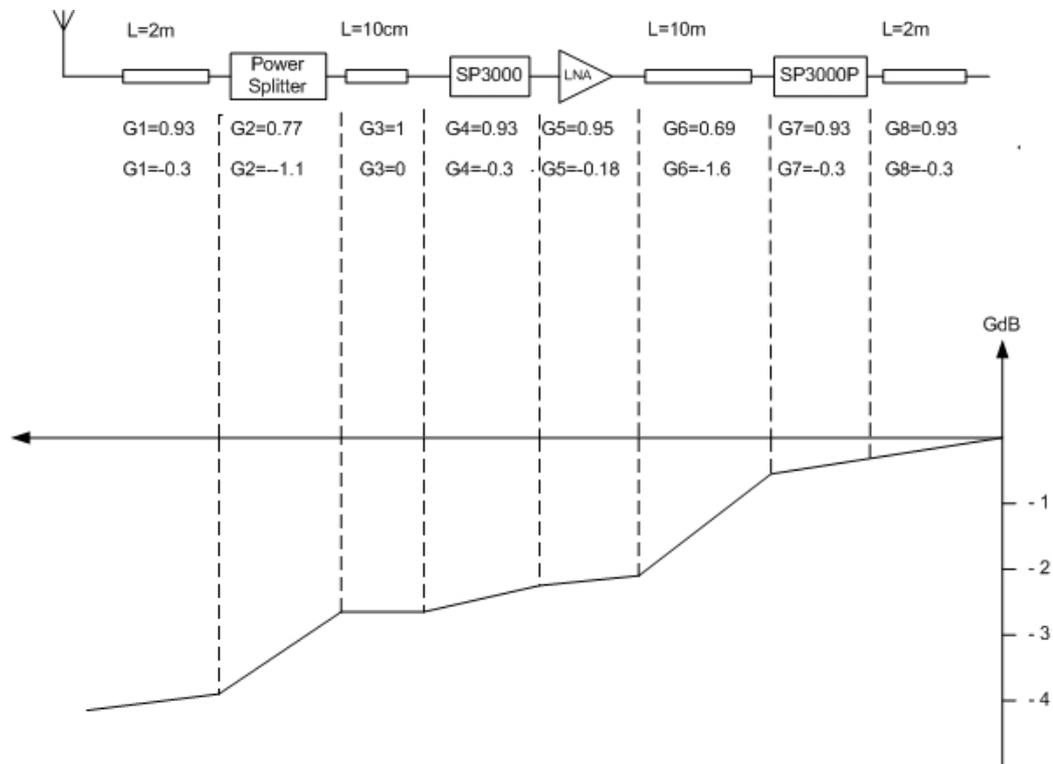


Figura 4.1: Schema linea di alimentazione dell'antenna della stazione a terra, con relative perdite

Infatti il collegamento è composto da una serie di componenti aggiuntive, indicate in tabella 4.2 con le relative perdite. In figura 4.1 è illustrato graficamente la composizione della linea di alimentazione. La perdita totale è 4.44dB.

4.1.3 Guadagno effettivo d'antenna (G_t)

Il terzo parametro è il guadagno di antenna G_t . In realtà si tratta di un parametro composto da più termini. Il primo termine è il guadagno massimo disponibile dell'antenna nella direzione di massima irradiazione, indicato con G_{pt} . Va poi considerata una perdita dovuta all'offset di puntamento fra le antenne di trasmissione e ricezione. La perdita di puntamento L_{pr} è definito da [RD-8, pag. 536]:

$$L_{pr} = -12\left(\frac{e}{\theta}\right)^2 \quad (4.3)$$

Dispositivo	Perdita d'inserzione	origine del dato
Protezione SP3000	0.3dB	Datasheet
LNA PRM430 (spento)	0.18dB	[RD-12, pag. 28]
Protezione SP3000P	0.3dB	Datasheet
Divisore di potenza	1.1dB(max)	Datasheet
SWR meter	minore di 0.1dB	
Cavo(16 m totali)	2.56dB	[RD-12, pag. 28]
TOTALE	4.44dB	-/-

Tabella 4.2: Perdite dovute alla linea di alimentazione radio-antenna nella stazione a terra

dove

e Errore di puntamento;

θ Ampiezza del cono dell'antenna a -3dB;

Si nota che maggiore è l'ampiezza del cono a -3dB caratterizzante l'antenna trasmittente, minore è il contributo dovuto all'errore di puntamento. Il guadagno effettivo dell'antenna è poi dato dall'equazione

$$G_t = G_{pt} - L_{pr} \quad (4.4)$$

Downlink In downlink l'antenna trasmittente è l'antenna montata sul satellite, ovvero un dipolo a $\frac{\lambda}{2}$ dotata di un guadagno di 2dB e di un'apertura a -3dB di 74° [RD-3, pag. 59]. Per tale antenna si considera un'errore di puntamento pari a 15° [RD-1, pag.92], a cui corrisponde una perdita di puntamento pari a -0.49dB. Il guadagno effettivo è 1.51dB. Tutti i parametri sono riassunti in tabella 4.3

Tabella 4.3: Riassunto parametri delle antenne

parametro	antenna satellitare	antenna ground station
tipo	dipolo a $\frac{\lambda}{2}$	Yagi-Uda
Guadagno	2dB	16.2dB
Apertura a 3dB	74°	14.77°
Offset puntamento	15°	1.4°
Perdita di puntamento	0.49dB	1.2dB
Guadagno effettivo	1.51dB	16.08dB

Uplink In uplink le antenne trasmettenti sono due Yagi-Uda con guadagno massimo pari a 16.2dB e apertura di 15° (datasheet). Nel sistema di antenne installato nella Ground Station è presente un sistema di puntamento e inseguimento delle antenne, che ci permette di considerare un massimo errore di puntamento pari al 10% dell'angolo di apertura[RD-1, pag.91]. Il parametro L_{pr} è -1.2dB, da cui si ricava un guadagno effettivo pari a 16.08dB. Tutti i parametri sono riassunti in tabella 4.3

4.1.4 Effective Isotropic Radiated Power (EIRP)

I contributi della stazione a terra possono essere unificati in un unico parametro chiamato EIRP (Effective Isotropic Radiated Power) determinato da

$$EIRP = P + G_t + L_l \quad (4.5)$$

I valori sono riportati in tabella 4.4

Sistema	potenza radio (dB)	Att. linea (dB)	Guadagno antenna (dB)	EIRP
Downlink (radio custom)	5.03	0	1.51	6.54
Downlink (radio ISIS)	-3.9	0	-2.34	-2.34
Uplink (Kenwood a 437 MHz)	16.02	-4.44	16.08	27.66
Uplink (custom)	14.77	-4.44	16.08	26.41

Tabella 4.4: Tabella riassuntiva dei sistemi in trasmissione

4.2 Attenuazioni di collegamento

Le attenuazioni di tratta sono considerati dai parametri L_s e L_a , rispettivamente attenuazione di spazio libero e perdite di propagazione dovute all'attraversamento dell'atmosfera terrestre. Non ci sono differenze fra uplink e downlink.

4.2.1 Attenuazione di spazio libero (L_s)

Il termine L_s prende in considerazione solamente l'attenuazione subita dal segnale a causa della distanza tra ricevitore e trasmettitore. E' definita dall'equazione

$$L_s = \left(\frac{4\pi D}{\lambda}\right)^2 \quad (4.6)$$

Si nota che dipende solamente dalla frequenza di trasmissione (parametro λ) e dalla distanza tra ricevitore e trasmettitore (parametro D). La distanza tra ground station e satellite dipende dall'orbita seguita dal satellite. L'orbita in questione è un'orbita di tipo ellittico con un perigeo di 354 km e un apogeo di 1447 km, in cui la Terra è posta su uno dei fuochi dell'ellisse [RD-4, pag. 24]. In prima approssimazione si eseguirà una semplificazione per il calcolo dell'attenuazione di spazio libero. Viene considerato *caso migliore* l'attenuazione dovuta alla massima distanza possibile per un'orbita circolare, con quota pari a 354 km. La distanza massima è la distanza tra terra satellite corrispondente all'angolo minimo di elevazione, posta pari a 15° (paragrafo fading a pagina 4.2.2). Il *caso peggiore* è la distanza massima possibile considerando un'orbita circolare con una quota di 1447 km e un angolo di elevazione ancora di 15° . In particolare con la seconda approssimazione si calcola la massima distanza anche nel caso si considerasse l'orbita ellittica. Queste approssimazioni sono dunque valide e permettono di capire se è possibile la comunicazione. In un prossimo futuro, verranno eseguite simulazioni matematiche più accurate.

La distanza effettiva si calcola con [RD-1]

$$d = \sqrt{R_e^2 + O^2 - 2R_eO \cos\left(\frac{\pi}{2} - \varepsilon - \arcsin\left(\frac{R_e}{O} \sin\left(\frac{\pi}{2} + \varepsilon\right)\right)\right)} \quad (4.7)$$

dove:

R_e raggio terrestre pari a 6350 Km;

O somma raggio terrestre e orbita satellite;

ε angolo di elevazione del satellite rispetto alla linea di orizzonte della stazione a terra.

I dati sono riassunti in tabella 4.2.1

Altezza Or- bita (Km)	Angolo (15°)	Distanza(Km)	Attenuazione a 437 MHz(dB)	Attenuazione a 144 MHz(dB)
354	15	1352.084(1)	147.83	138.58
1447	15	3317.496(2)	155.62	146.38
media (1),(2)	15	2334.79	152.57	143.33

Tabella 4.5: Distanze e relative attenuazioni calcolate con l'equazione 4.6

4.2.2 Perdite di propagazione (L_a)

Le perdite di propagazione sono composte da diversi fattori, dovuti in gran parte all'attraversamento dell'atmosfera terrestre. Di seguito verranno brevemente illustrate le principali cause di attenuazione e il loro contributo nel caso specifico della comunicazione terra-satellite del progetto Atmocube.

Assorbimento da gas atmosferici e pioggia

I gas componenti l'atmosfera terrestre causano un assorbimento del segnale. L'assorbimento è legato alla frequenza del segnale, e si può considerare trascurabile ad entrambe le frequenze utilizzate (437 MHz e 144 MHz). Lo stesso discorso può essere fatto per le precipitazioni atmosferiche, che causano sia assorbimento del segnale che depolarizzazione dello stesso. Si tratta comunque di un effetto ancora una volta trascurabile [RD-1, pag. 74].

scintillazione ionosferica e variazione di rifrazione atmosferica

E' causata dall'improvviso cambio di indici di rifrazione tra la ionosfera e gli strati adiacenti. E' apprezzabile solo per frequenze elevate (oltre il GHz), o nei casi in cui l'angolo di elevazione sia minore ai 10° . Sempre con riferimento al progetto Atmocube, si impone un angolo di elevazione minimo necessario alla visibilità ottica di 15° (vedere paragrafo su fading a pagina 96), eliminando anche il contributo di scintillazione. Lo stesso fenomeno si presenta, anche se in misura minore, nell'attraversamento di tutta l'atmosfera.

Effetto Doppler

L'effetto Doppler causa una variazione della frequenza della portante, e si presenta su sistemi in movimento, come il satellite. A causa di tale effetto, la frequenza ricevuta dal sistema ricevente è

$$f = f_0 \left(1 + \frac{v_r}{c} \right) \quad (4.8)$$

dove f_0 è la frequenza della portante trasmessa e v_r è la velocità relativa del trasmettitore rispetto al ricevitore. Nel caso del satellite Atmocube, la velocità relativa è data solo dalla velocità del satellite e può essere considerata ininfluenza la velocità di rotazione terrestre [RD-1, pag. 77]. Nella stazione a terra la presenza di un sistema di tracking permette di individuare la portante trasmessa dal sistema in movimento (il satellite) e annullare le perdite dovute all'effetto doppler. Per quanto riguarda il satellite l'effetto doppler viene evitato considerando una banda di ricezione molto maggiore rispetto al necessario, pari a 100 kHz.

Nel caso del modulo ISIS, il ricevitore opera su una banda di circa 50 MHz in grado ovviare al problema dell'effetto doppler.

Polarizzazione

La polarizzazione di un'antenna è la polarizzazione dell'onda irradiata dall'antenna lungo la direzione di massima irradiazione; la polarizzazione dell'onda irradiata (lungo una direzione specificata, normalmente quella di massima radiazione) è la polarizzazione dell'onda localmente piana in un punto di regione di campo lontano. Per quanto riguarda il satellite, l'antenna è un dipolo con polarizzazione di tipo lineare, mentre le antenne della ground-station sono antenne a polarizzazione circolare.

Uplink In uplink la potenza generata dalla radio giunge alle antenne attraverso una linea di alimentazione. La linea di alimentazione è composta anche da un power splitter che divide la potenza ricevuta in ingresso equamente su due linee di uscita.

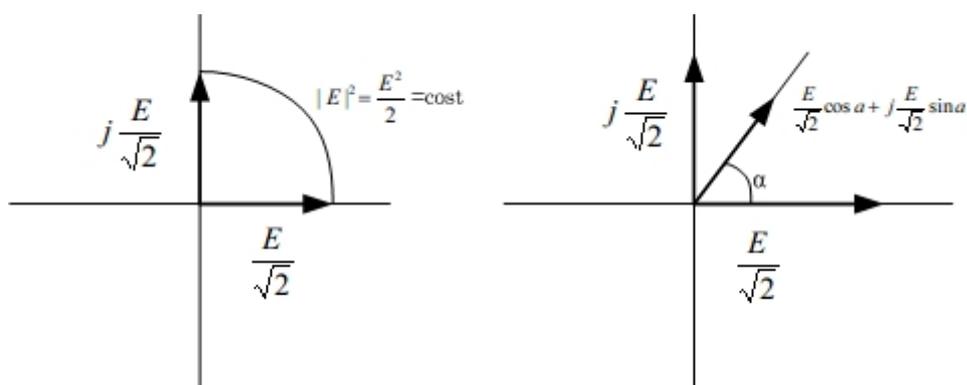


Figura 4.2: Il campo elettrico è suddiviso sulle polarizzazioni dell'antenna cross-yagi; il campo ricevuto dall'antenna ricevente è la combinazione dei singoli campi

Tali linee portano la potenza all'ingresso delle singole polarizzazioni lineari delle antenne Cross-Yagi. Riassumendo la potenza disponibile alle singole polarizzazioni è la metà della potenza fornita dalla radio trasmittente all'ingresso della linea di alimentazione. La potenza disponibile è proporzionale al modulo del campo elettrico. Ad un dimezzamento della potenza corrisponde un dimezzamento del modulo del campo E. Sulle singole polarizzazione il campo disponibile è $\frac{E}{\sqrt{2}}$ (fig4.2). Il divisore di potenza produce uno sfasamento di 90° tra i due segnali, permettendo di considerare il segnale

generato dall'antenna come un segnale a polarizzazione circolare per cui il modulo del campo elettrico è sempre costante.

Sia α l'angolo formato tra la polarizzazione orizzontale dell'antenna cross-yagi e la polarizzazione lineare del dipolo satellitare. Il campo ricevuto dal satellite è la combinazione dei contributi delle singole polarizzazioni lineari, come mostrato in figura. Il modulo di tale campo è

$$|E_{ric}| = \sqrt{\frac{E^2}{2} \cos^2(\alpha) + \frac{E^2}{2} \sin^2(\alpha)} = \frac{E}{\sqrt{2}} \quad (4.9)$$

Ne segue che la potenza ricevuta dal satellite è sempre la metà, ovvero -3dB in scala logaritmica.

Downlink In tal caso tutta la potenza fornita dalla radio imbarcata nel satellite è disponibile all'antenna. L'antenna satellitare crea un'onda polarizzata linearmente lungo una direzione qualsiasi, che forma un angolo α con la retta in cui giace la polarizzazione orizzontale dell'antenna cross-yagi ricevente (fig. 4.3) Il campo ricevuto viene scomposto dall'antenna ricevente in due contributi corrispondenti alle due polarizzazioni lineari. Il modulo del campo totale ricevuto è somma dei singoli contributi. Si va a calcolare il modulo del segnale successivamente allo splitter (per comodità si considera che il dispositivo non introduce perdite, ma solo lo sfasamento di 90°). Il modulo presente sulla porta comune è data da

$$E = \sqrt{E^2 \sin^2(\vartheta) + j E^2 \cos^2(\vartheta)} = E \quad (4.10)$$

Quindi si può dire che la differenza di polarizzazione non produce perdita di segnale.

Fading da cammini multipli

E' un'effetto che può affliggere solamente la stazione a terra, in quanto alle antenne possono giungere più copie del segnale attraverso diversi percorsi (path). Ogni percorso provoca un diverso ritardo e attenuazione del segnale; inoltre ogni riflessione subita dal segnale comporta uno sfasamento. I vari contributi generano il segnale finale ricevuto dal ricevitore che potrebbe essere estremamente diverso dall'originale. Nel caso il ritardo sia breve, l'effetto maggiore è il fading (affievolimento), ovvero un abbassamento del livello del segnale ricevuto. Non avendo a disposizione sistemi in grado di fornire tecniche di diversità, l'unico modo per limitare l'effetto del fading è considerare un angolo di elevazione minimo sopra l'orizzonte. Per tale angolo si assume che l'unico contributo significativo al segnale ricevuto è portato dal percorso

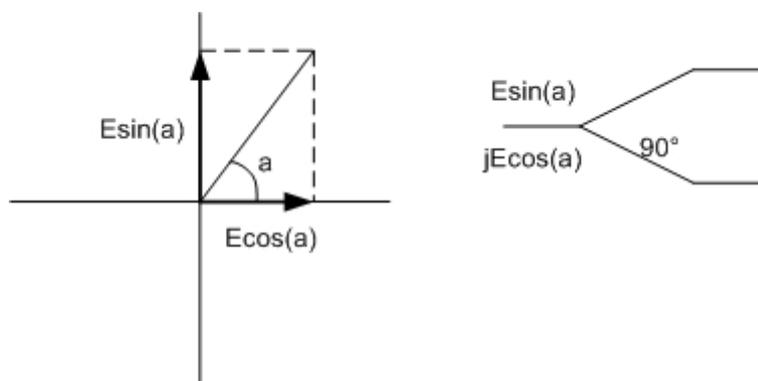


Figura 4.3: Effetto delle diverse polarizzazioni d'antenna in downlink. In figura si è posto che lo splitter introduca solamente uno sfasamento e nessuna perdite di potenza

diretto (*visibilità elettromagnetica*); per angoli inferiori a quello minimo il fading potrebbe comportare attenuazioni supplementari tali da non garantire il margine minimo di sistema. Il valore dell'angolo minimo dipende dalle antenne di ricezione e trasmissione oltre che dalla morfologia del territorio circostante la stazione a terra. Si può dire che una buona direttività dei due sistemi consente di considerare angoli di elevazioni minori. L'angolo minore per cui il contributo del fading può essere trascurato è 15° ; considerando angoli di elevazioni minimi maggiori, non si assicura il tempo di collegamento necessario all'invio di dati tra terra e satellite. [RD-1, pag. 73].

Osservazioni conclusive

L'unica perdita di propagazione subita dal sistema è data dalla perdita di polarizzazione tra antenna satellitare e antenne terrestri in fase di uplink; le altre perdite sono trascurabili. In parte per le caratteristiche fisiche dell'atmosfera alle frequenze impiegate (scintillazione, assorbimento, rifrazione), in parte grazie all'adozione di particolare strumentazione sia dal lato satellite che dal lato terrestre (fading ed effetto doppler).

4.3 Caratterizzazione del sistema ricevente

Il sistema ricevente viene caratterizzato dai termini G_r e T_s dell'equazione 4.1. Come già premesso essi descrivono il guadagno dell'antenna ricevente e la temperatura equivalente di rumore del sistema radio ricevente. I due

termini originano il parametro descrivente il sistema di ricezione $\frac{G}{T_s}$ *fattore di merito del sistema*.

4.3.1 Guadagno dell'antenna ricevente (G_r)

Il guadagno dell'antenna ricevente è descritto dal parametro G_r . Analogamente a quanto visto nella sezione 4.1.3, tale parametro è formato da due valori: G_{pr} guadagno effettivo d'antenna e L_{pr} perdita di puntamento (equazione 4.3). Il valore di G_r e G_t coincidono dato che le antenne non distinguono fra trasmissione e ricezione.

Downlink In downlink si utilizzano le antenne riceventi sono le Yagi-Uda installate nella stazione a terra; i valori ricalcano quanto già visto nella sezione 4.1.3 nel paragrafo uplink, con un guadagno ricevente $G_r=16.08\text{dB}$.

Uplink In uplink l'antenna ricevente è il dipolo a $\frac{\lambda}{2}$ installato sul satellite, con un guadagno in ricezione $G_r=1.51\text{dB}$.

4.3.2 Temperatura di sistema equivalente (T_s)

A partire dalla temperatura equivalente di rumore si può facilmente calcolare la densità spettrale di potenza ricordando che [RD-16]

$$N = kTB = N_0B \quad (4.11)$$

Dalla relazione 4.11, si ricava che

$$N_0 = kT_s \quad (4.12)$$

Ricordando la relazione 4.1, si capisce il perchè del denominatore. Considerando un sistema costituito da antenna e ricevitore, la potenza del rumore originata dal sistema può essere ricavata da

$$N_0 = kT_s = k(T_a + T_r) \quad (4.13)$$

dove

T_a Temperatura di rumore dell'antenna

T_r Temperatura blocco di ricezione

Con il termine blocco ricevitore si intende tutto il sistema a valle dell'antenna, e dunque comprensivo di linea di alimentazione dell'antenna, fino all'ingresso della radio ricevente. Per calcolare la temperatura di sistema del blocco ricevitore (T_r) formato da n stadi, si ricorre all'equazione di Friis:

$$T_s = T_1 + \frac{T_2}{G_1} + \frac{T_3}{G_1 G_2} + \dots + \frac{T_n}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad (4.14)$$

Ricordando che le singole temperatura possono essere scritte in funzione della figura di rumore si ricava

$$T_s = T_0(F_1 - 1) + \frac{T_0(F_2 - 1)}{G_1} + \frac{T_0(F_3 - 1)}{G_1 G_2} + \dots + \frac{T_0(F_n - 1)}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad (4.15)$$

dove F_1, \dots, F_N sono i valori delle cifre di rumore dei singoli blocchi del sistema, e G_1, \dots, G_n i valori di guadagno (o attenuazione).

In downlink, la temperatura di rumore di sistema varia a seconda se si utilizza la radio custom o la radio Kenwood. Per quanto riguarda gli splitter, si considera una perdita di -3dB, corrispondente al parametro di diffusione tra le porte d'uscita e la porta comune. Si ricorda che per gli elementi passivi la figura di rumore coincide con l'attenuazione espressa in decibel. Per quanto riguarda il ROS meter (illustrato in figura 1.1) il contributo del dispositivo alla temperatura di rumore è estremamente piccolo, avendo una figura di rumore minore di 0.1dB. Può essere considerato come un'ulteriore perdita dovuta al cavo di collegamento fra l'uscita del dispositivo di protezione SP3000P e la radio.

4.3.3 Temperatura di rumore dell'antenna (T_a)

Il calcolo della temperatura di rumore dell'antenna non è molto semplice e richiederebbe calcoli integrali, definiti su angoli solidi. Tuttavia, si può approssimare la temperatura con una semplice sommatoria di 3 termini [RD-1]

$$T_a = T_{sky} + T_g + T_{sun} \quad (4.16)$$

I singoli termini inseriti nell'equazione sono

T_{sky} Temperatura di rumore dovuta a fenomeni atmosferici;

T_g Temperatura dovuta a sorgenti di tipo artificiale;

T_{sun} Temperatura dovuta alla presenza del sole.

L'approssimazione è lecita poichè alla frequenza di lavoro (437 MHz) i termini si possono considerare tra loro incorrelati.

Rumore atmosferico

Comprende fattori come il rumore cosmico e le perdite causate dall'attraversamento dell'atmosfera. Dipende dall'elevazione dell'antenna rispetto all'orizzonte. Il valore considerato per un'elevazione di 15° è di 500 K alla frequenza di 400 MHz.

Rumore artificiale

Comprende tutti i disturbi prodotti da sorgenti di tipo artificiale, presenti nei dintorni dell'antenna considerata. Il suo valore dipende solamente dal tipo di zona in cui è montata l'antenna. Ne segue che il suo contributo è decisivo nel caso si tratti l'antenna della stazione a terra, e sia nullo nel caso si prenda in considerazione l'antenna montata sul satellite. Nel caso delle antenne a terra, si considera un valore del parametro T_g pari a 3000 K, corrispondenti ad una zona suburbana ovvero relativamente distante da centri abitati.

Rumore solare

Il rumore solare è dovuto alla presenza del sole in un lobo secondario o principale dell'antenna. Nel caso di antenne estremamente direttive, la temperatura del sole è in grado di mettere fuori uso l'intero sistema (sun outage). Per trovare il contributo del sole alla temperatura d'antenna si deve considerare che la temperatura di rumore del sole va pesata secondo il rapporto tra l'angolo solido sotteso dal sole e quello sotteso dall'antenna. Ovvero

$$T_{sun-effettivo} = T_{sun} \frac{\Omega_{sun}}{\Omega_{antenna-r}} \quad (4.17)$$

dove

T_{sun} temperatura del sole;

Ω_{sun} angolo solido in cui è presente il sole;

$\Omega_{antenna-r}$ angolo solido dell'antenna ricevente.

La temperatura del sole dipende dalla frequenza utilizzata nella comunicazione.

L'angolo solido Ω è definito come [RD-14, pag. 367]

$$d\Omega = \frac{dA}{R^2} = \sin \vartheta d\vartheta d\phi \quad (4.18)$$

Da qui si ottiene che

$$\Omega = \int_0^{\frac{\vartheta_a}{2}} \sin \vartheta d\vartheta \int_0^{2\pi} d\phi = 2\pi \int_0^{\frac{\vartheta_a}{2}} \sin \vartheta d\vartheta \quad (4.19)$$

Il parametro ϑ_a assume i seguenti significati:

1. Nel caso del sole indica l'angolo espresso in $^\circ$ in cui appare l'astro, definito con un valore di 0.53° ;
2. Nel caso delle antenne indica l'angolo di apertura a 3dB.

Risolvendo l'integrale si ottiene che l'angolo solido del sole visibile dalle antenne (valido sia per l'antenna del satellite che per quella della stazione a terra) vale $\Omega_{sun} = 2\pi 0.00001$ [sterad]. L'antenna installata nella ground station, che ricordiamo essere una cross-Yagi, è definita da un angolo solido di $\Omega_{antenna-r} = 2\pi 0.033$ [sterad]. Per quanto riguarda l'antenna installata sul satellite, l'angolo solido diventa $\Omega_{antenna-r} = 2\pi 0.72$ [sterad]. Avere un elevato angolo solido fa diminuire la temperatura di rumore dovuto al sole, ma allo stesso tempo comporta una maggiore probabilità di presenza del sole nel diagramma di radiazione.

Downlink a 437 MHz La temperatura di rumore del sole in quiete è stimata per un valore di $5.5 \cdot 10^5 \text{K}$ [RD-10, pag. 15], dato che tiene conto anche della temperatura aggiuntiva di rumore dovuta alla corona solare. La temperatura di rumore d'antenna dovuta al sole si trova utilizzando l'equazione 4.17

$$T_{sun} = 5.5 \cdot 10^5 \frac{2\pi 0.00001}{2\pi 0.14} = 166.66 \text{ K} \quad (4.20)$$

Downlink a 144 MHz Gli angoli solidi che vengono inseriti nell'equazione 4.17 sono gli stessi usati nel calcolo 4.20. In questo caso la temperatura di brillantezza aumenta sensibilmente e diventa $10 \cdot 10^5 \text{K}$ [RD-10, pag. 15]. Il contributo alla temperatura d'antenna ricavato è $T_{sun} = 303 \text{ K}$.

Uplink L'uplink viene eseguito sempre sulla frequenza di 437 MHz. Il valore della temperatura di rumore si ottiene da

$$T_{sun} = 5.5 \cdot 10^5 \frac{2\pi 0.00001}{2\pi 0.73} = 15.27 \text{ K} \quad (4.21)$$

Temperatura di rumore della terra

La presenza del globo terrestre in un lobo principale o secondario del diagramma d'antenna, comporta un contributo alla temperatura di rumore dell'antenna. Il valore relativo alla Terra è 290 K. Si considera un valore cautelativo di 300 K [RD-1, pag.].

Ricapitolo delle temperature di rumore dei sistemi di ricezione

In tabella 4.6 sono riportati i valori utilizzati nel calcolo della temperatura di rumore di entrambe le antenne impiegate nel sistema di comunicazione Atmocube.

Contributo	Satellite (uplink)	G.S. a 437 MHz (downlink)	G.S. a 144 MHz (downlink)
Rumore artificiale	0	3000 K	3000 K
Rumore atmosferico	0	500 K	500 K
Rumore solare	15.27 K	166.66 K	303 K
Rumore Terra	300 K	0	0
Totale	315.27 K	3666.66 K	3803 K

Tabella 4.6: Temperatura di rumore delle antenne

4.3.4 Temperatura del blocco di ricezione (T_r)

Uplink con radio CC1101

In uplink, il sistema ricevente è composto da antenna, linea di alimentazione dell'antenna e radio ricevente. Come già spiegato nella sezione 4.1.2, la linea di alimentazione è priva di perdite, dato che antenna e sistema radio sono estremamente ravvicinati e dunque ininfluenti ai fini della temperatura di rumore del ricevitore. La radio ha invece una cifra di rumore 1.17, pari ad una figura di rumore di 0.7dB [RD-1, pag. 97, tab. 4.9]. La temperatura di rumore si calcola ricordando che

$$T = T_o(F - 1) \quad (4.22)$$

Inserendo la cifra di rumore della radio si ricava una temperatura di rumore del sistema ricevente $T_r = 49.3$ K.

Uplink con radio ISIS

Il concetto è lo stesso spiegato per la radio CC1101. Per quanto riguarda la radio ISIS, il produttore assicura una figura di rumore complessiva minore di 6dB, a cui corrisponde una temperatura di rumore pari a 870 K.

Downlink con radio Kenwood

La temperatura di rumore del blocco ricevente si calcola applicando l'equazione di Friis (equazione 4.15) al sistema di figura 4.4. Il calcolo della

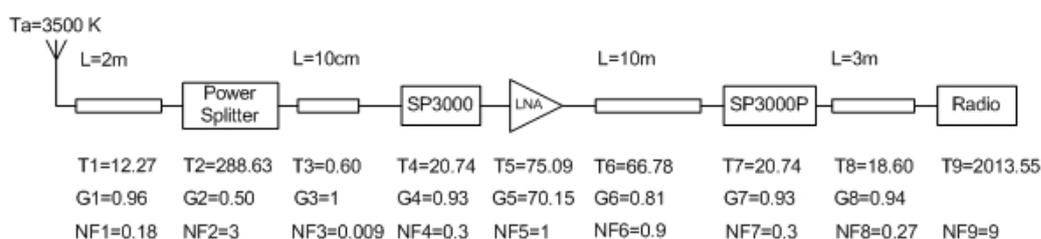


Figura 4.4: Dispositivi utilizzati per la tratta antenna-radio del sistema a terra, con relative temperature (in °K) di rumore, guadagni e figure di rumore (espresse in dB) La radio utilizzata è la Kenwood

temperatura di rumore viene illustrata in tabella 4.7, dove per ogni stadio del sistema è riportata sia la temperatura di rumore del singolo blocco e la temperatura complessiva. Nella tabella non è riportato il guadagno della

Dispositivo	Guadagno(dB)	Figura di rumore(dB)	Temperatura dispositivo(K)	Temperatura complessiva(K)
Cavo(2m)	-0.32	0.32	12.27	12.27
Splitter	-3	3	288.63	313.11
Cavo(0.1m)	-0.016	0.016	0.60	314.36
SP3000	-0.3	0.3	20.74	357.59
LNA PRM430	15.24	1.5	75.09	525.26
Cavo(10m)	-1.6	1.6	66.78	527.39
SP3000P	-0.3	0.3	20.74	528.20
Cavo(3m)	-0.48	0.48	18.60	528.98
Radio		9	2013.55	618.9

Tabella 4.7: Dati singoli stadi del sistema ricevitore, utilizzando la radio Kenwood

radio dato che non è fondamentale ai fini del calcolo della temperatura di

rumore. La figura di rumore della radio è stata esaminata nella sezione 1.3.1. Si precisa che la linea utilizzata è quella a 144 MHz

Dalla tabella si può leggere che la temperatura del blocco ricevente è 618.9 K.

Downlink con radio custom

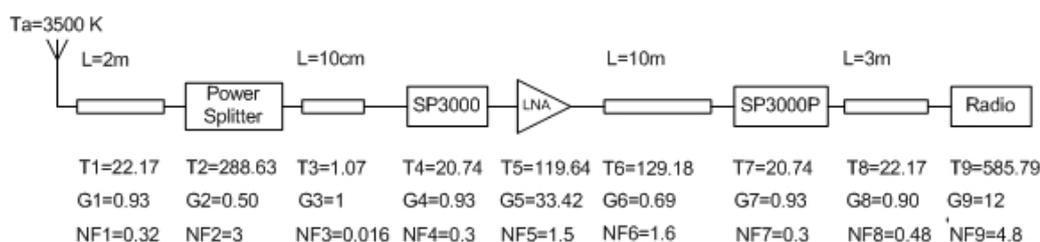


Figura 4.5: Dispositivi componenti la tratta antenna-radio del sistema a terra, con relative temperature (15°)K di rumore, guadagni e figure di rumore (esprese in dB). La radio utilizzata è la radio custom

La temperatura di rumore del sistema ricevente migliora decisamente se si utilizza la radio custom. Il sistema ricevente è riportato in figura 4.5. Comparandola con il sistema in figura 4.4, si nota che l'unica differenza è data del cambio della radio. In tabella 4.8 sono riportati i dati del sistema (i dati della radio sono stati spiegati nella sezione 1.3.1).

Dispositivo	Guadagno(dB)	Figura di rumore(dB)	Temperatura dispositivo(K)	Temperatura complessiva(K)
Cavo(2m)	-0.32	0.32	22.17	22.17
Splitter	-3	3	288.63	332.87
Cavo(0.1m)	-0.016	0.016	1.07	335.17
SP3000	-0.3	0.3	20.74	379.88
LNA PRM430	15.24	1.5	119.64	656.23
Cavo(10m)	-1.6	1.6	129.18	665.16
SP3000P	-0.3	0.3	20.74	667.23
Cavo(3m)	-0.48	0.48	33.89	670.89
Radio	12	4.98	622.85	745.33

Tabella 4.8: Dati singoli stadi del sistema ricevitore, utilizzando la radio custom

Si nota che la temperatura complessiva del sistema ricevente è di 745.33 K, notevolmente più basso rispetto al valore ottenuto con la radio Kenwood. Questo perchè la radio custom è stata studiata in modo da garantire un bassa figura di rumore tramite l'utilizzo di un buon filtro in ricezione seguito da un amplificatore a basso rumore.

Ricapitolo delle temperature di rumore dei sistemi di ricezione

I dati della temperatura di rumore del sistema ricevente sono riportati in tabella 4.9. In tale tabella viene considerata il valore della temperatura totale del sistema ricevente, ottenuta dalla somma della temperatura d'antenna e temperature del blocco ricevente.

Trasmettitore	modulo ISIS	modulo CC1101	radio custom	Kenwood (437 MHz)
Ricevitore	Kenwood (144 MHz)	radio custom	modulo CC1101	modulo ISIS
T.Antenna	3803	3666.66	315.27	315.27
T.ricevente	618.9	745.3	49.3	870
Totale	4421.9	4411.96	364.57	1185.27

Tabella 4.9: Temperature in gradi kelvin dell'intero sistema ricevente, comprensivo di temperatura d'antenna e blocco ricevitore

4.3.5 Data rate (R)

L'ultimo termine dell'equazione 4.1 è il tasso di trasmissione R. La bit rate R è l'unico parametro della modulazione di segnale implementata utilizzato direttamente nella redazione del link budget. Il suo contributo è facilmente spiegabile, considerando che all'aumentare del bit rate diminuisce il rapporto segnale rumore. Il data rate per il progetto Atmocube è $R=9600[\frac{bit}{secondo}]$.

4.3.6 Ricapitolando

Il link budget si basa sull'equazione

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{PL_t G_t L_a L_s G_r}{kT_s R}$$

L'equazione può essere divisa nei seguenti contributi

$PG_t L_t$ ovvero l'EIRP della sorgente del segnale, che descrive pienamente il sistema di trasmissione;

$L_s L_a$ ovvero le perdite subite dal segnale nella tratta terra-satellite e viceversa;

G_r il guadagno del sistema ricevente;

kT_s densità spettrale della potenza di rumore del sistema ricevente;

\mathbf{R} tasso di trasmissione della sorgente.

4.3.7 Link budget e Bit Error Rate (BER)

Lo scopo finale del link budget è calcolare il rapporto $\frac{E_b}{N_0}$ ottenibile con il sistema implementato e confrontarlo con il rapporto target $(\frac{E_b}{N_0})_t$. Il rapporto $(\frac{E_b}{N_0})_t$ si ricava dal Bit Error Rate (BER), ovvero un parametro che viene imposto in fase di progettazione. Quello imposto nel progetto Atmocube è $\text{BER}=10^{-5}$, a cui corrisponde un rapporto $(\frac{E_b}{N_0})_t$

pari a 13,3dB considerando una modulazione FSK binaria [RD-8, pag. 562, tab. 13-11].

La differenza tra $\frac{E_b}{N_0}$ ottenuto dall'equazione di collegamento e $(\frac{E_b}{N_0})_t$ si definisce *margin di sistema*. Si rispetta il BER richiesto solo se il margine di sistema risulta positivo.

4.3.8 Perdita di implementazione

Dal punto di vista pratico, il sistema presenterà alcune differenze rispetto al progetto che considera elementi ideali. Viene dunque preso un margine di errore di 2dB, che considera l'utilizzo di elementi reali impiegati nel cablaggio della stazione a terra. Tale parametro va sottratto al margine di sistema che risulta dal calcolo dell'equazione di progetto.

4.3.9 Probabilità d'errore (P_e)

La probabilità d'errore nel caso di una modulazione di frequenza si trova ricorrendo al metodo dell'union-bound, da cui si ricava che

$$P_e = (M - 1)Q\left(\sqrt{\frac{\log_2(M)}{N_0}}\right)$$

Nel caso particolare di modulazione binaria di frequenza, la probabilità di errore si riduce a:

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) \quad (4.23)$$

Si ricorda che per una modulazione di tipo binaria, la probabilità di errore sul bit coincide con la probabilità di errore di scelta del simbolo.

4.4 Tabelle link budget

Di seguito sono riportate le tabelle che descrivono il link budget dei vari sistemi, costruite in modo analogo all'esempio riportato in [RD-8, pag. 567]. Le tabelle riportano i dati del sistema trasmittente, le caratteristiche del canale, i dati del sistema ricevente e infine il calcolo del rapporto segnale/rumore ottenuto con il sistema esaminato. Per ogni sistema vengono esaminati il caso peggiore e il caso migliore in relazione alla distanza fra terra e satellite (sez.4.2.1). Le tabelle riportate sono:

- uplink budget per la radio Kenwood e modulo ISIS (pag.108);
- downlink budget per la radio Kenwood e modulo ISIS (pag.109);
- uplink budget per la radio custom e radio originale satellite Atmocube (pag.110);
- downlink budget per la radio custom e radio originale satellite Atmocube (pag.111).

4.4.1 Tratta uplink radio Kenwood

Nome	Simbolo	Unità	Origine	Migliore	Peggior
Potenza trasmessa	P	W	tab.4.1	40	40
Potenza trasmessa	P	dB	tab.4.1	16.02	16.02
Attenuazione di linea	L_l	dB	tab.4.2	-4.44	-4.44
Guadagno massimo antenna tx	G_{pt}	dB	tab.4.3	16.2	16.2
Ampiezza cono a -3dB	θ_t	°	tab.4.3	14.7	14.77
Offset di puntamento	e_t	°	tab.4.3	1.47	1.47
Perdita di puntamento	L_{pt}	dB	tab.4.3	0.12	0.12
Guadagno effettivo antenna tx	G_t	dB	tab.4.3	16.08	16.08
EIRP	EIRP	dBW	tab.4.4	27.66	27.66
Distanza G.S.-satellite		Km	tab.4.2.1	1352	3317
Attenuazione di spazio libero	L_s	dB	tab.4.2.1	-147.8	-155.62
Perdite di propagazione	L_a	dB	pag.97	-3	-3
Guadagno massimo antenna rx	G_{pr}	dB	sez.4.3.1	2	2
Ampiezza cono a -3dB	θ	°	tab.4.3	74	74
Offset di puntamento	e	°	tab.4.3	15	15
Perdita di puntamento	L_{pr}	dB	tab.4.3	-0.44	-0.44
Guadagno effettivo antenna rx	G_r	dB	tab.4.3	1.56	1.56
temperatura di sistema	T_s	K	tab.4.9	1185.27	1185.27
Perdita di implementazione (c)	-/-	dB	sez.4.3.8	-2	-2
Data rate	R	bit/s	sez.4.3.5	9600	9600
Banda del ricevitore	B	kHz	d.s.	50 MHz	50 MHz
BER richiesta	BER	-	sez.4.3.7	10^{-5}	10^{-5}
$\frac{E_b}{N_0}$ target (b)	$(\frac{E_b}{N_0})_t$	dB	sez.4.3.7	13.3	13.3
$\frac{E_b}{N_0}$ ricavato (a)	$\frac{E_b}{N_0}$	dB	eq.4.2	35.78	32.42
Margine di sistema		dB	a-b+c	20.48	17.12

Tabella 4.10: Uplink Budget radio Kenwood, utilizzando il modulo ISIS al lato satellite

4.4.2 Downlink budget radio Kenwood

Nome	Simbolo	Unità	Origine	Migliore	Peggior
Potenza trasmessa	P	W	tab.4.1	400 mW	400 mW
Potenza trasmessa	P	dBW	tab.4.1	-3.9	-3.9
Attenuazione di linea	L_l	dB	sec.4.1.2	0	0
Guadagno massimo antenna tx	G_{pt}	dB	tab.4.3	2	2
Ampiezza cono a -3dB	θ_t	°	tab.4.3	74	74
Offset di puntamento	e_t	°	tab.4.3	15	15
Perdita di puntamento	L_{pt}	dB	tab.4.3	-0.49	-0.49
Guadagno effettivo antenna tx	G_t	dB	tab.4.3	1.51	1.51
EIRP	EIRP	dBW	tab.4.4	-2.34	-2.34
Distanza G.S.-satellite		Km	tab.4.2.1	1352	3317
Attenuazione di spazio libero	L_s	dB	tab.4.2.1	138.58	146.38
Perdite di propagazione	L_a	dB	pag.97	0	0
Guadagno massimo antenna rx	G_{pr}	dB	tab.4.3	16.2	16.2
Ampiezza cono a -3dB	θ	°	tab.4.3	14.7	14.7
Offset di puntamento	e	°	tab.4.3	1.47	1.47
Perdita di puntamento	L_{pr}	dB	tab.4.3	-0.12	-0.12
Guadagno effettivo antenna rx	G_r	dB	tab.4.3	16.08	16.08
temperatura di sistema	T_s	K	tab.4.9	4421.9	4421.9
Perdita di implementazione (c)	-/-	dB	sez.4.3.8	-2	-2
Data rate	R	bit/s	sez.4.3.5	9600	9600
Banda del ricevitore	B	kHz	d.s.	30 MHz	30 MHz
BER richiesta	BER	-/-	sez.4.3.7	10^{-5}	10^{-5}
$\frac{E_b}{N_0}$ target (b)	$(\frac{E_b}{N_0})_t$	dB	sez.4.3.7	13.3	13.3
$\frac{E_b}{N_0}$ ricavato (a)	$\frac{E_b}{N_0}$	dB	eq.4.2	26.61	18.82
Margine di sistema		dB	a-b+c	11.58	3.78

Tabella 4.11: Downlink budget radio Kenwood, utilizzando il modulo ISIS al lato satellite

4.4.3 Uplink budget radio custom

Nome	Simbolo	Unità	Origine	Migliore	Peggior
Potenza trasmessa	P	W	tab.4.1	30	30
Potenza trasmessa	P	dB	tab.4.1	14.77	14.77
Attenuazione di linea	L_l	dB	tab.4.2	-4.44	-4.44
Guadagno massimo antenna tx	G_{pt}	dB	tab.4.3	16.2	16.2
Ampiezza cono a -3dB	θ_t	°	tab.4.3	14.7	14.77
Offset di puntamento	e_t	°	tab.4.3	1.47	1.47
Perdita di puntamento	L_{pt}	dB	tab.4.3	0.12	0.12
Guadagno effettivo antenna tx	G_t	dB	tab.4.3	16.08	16.08
EIRP	EIRP	dBW	tab.4.4	26.57	26.57
Distanza G.S.-satellite		Km	tab.4.2.1	1352	3317
Attenuazione di spazio libero	L_s	dB	tab.4.2.1	-147.8	-155.62
Perdite di propagazione	L_a	dB	pag.97	-3	-3
Guadagno massimo antenna rx	G_{pr}	dB	sez.4.3.1	2	2
Ampiezza cono a -3dB	θ	°	tab.4.3	74	74
Offset di puntamento	e	°	tab.4.3	15	15
Perdita di puntamento	L_{pr}	dB	tab.4.3	-0.44	-0.44
Guadagno effettivo antenna rx	G_r	dB	tab.4.3	1.56	1.56
temperatura di sistema	T_s	K	tab.4.9	364.52	364.52
Perdita di implementazione (c)	-/-	dB	sez.4.3.8	-2	-2
Data rate	R	bit/s	sez.4.3.5	9600	9600
Banda del ricevitore	B	kHz	d.s.	100	100
BER richiesta	BER	-	sez.4.3.7	10^{-5}	10^{-5}
$\frac{E_b}{N_0}$ target (b)	$(\frac{E_b}{N_0})_t$	dB	sez.4.3.7	13.3	13.3
$\frac{E_b}{N_0}$ ricavato (a)	$\frac{E_b}{N_0}$	dB	eq.4.2	40.08	32.28
Margine di sistema		dB	a-b+c	24.78	16.98

Tabella 4.12: Uplink Budget radio custom

4.4.4 Tratta downlink radio custom

Nome	Simbolo	Unità	Origine	Migliore	Peggior
Potenza trasmessa	P	W	tab.4.1	3.2	3.2
Potenza trasmessa	P	dBW	tab.4.1	5.03	5.03
Attenuazione di linea	L_l	dB	sec.4.1.2	0	0
Guadagno massimo antenna tx	G_{pt}	dB	tab.4.3	2	2
Ampiezza cono a -3dB	θ_t	°	tab.4.3	74	74
Offset di puntamento	e_t	°	tab.4.3	15	15
Perdita di puntamento	L_{pt}	dB	tab.4.3	-0.49	-0.49
Guadagno effettivo antenna tx	G_t	dB	tab.4.3	1.51	1.51
EIRP	EIRP	dBW	tab.4.4	6.54	6.54
Distanza G.S.-satellite		Km	tab.4.2.1	1352	3317
Attenuazione di spazio libero	L_s	dB	tab.4.2.1	-147.8	-155.62
Perdite di propagazione	L_a	dB	pag.97	0	0
Guadagno massimo antenna rx	G_{pr}	dB	tab.4.3	16.2	16.2
Ampiezza cono a -3dB	θ	°	tab.4.3	14.7	14.7
Offset di puntamento	e	°	tab.4.3	1.47	1.47
Perdita di puntamento	L_{pr}	dB	tab.4.3	-0.12	-0.12
Guadagno effettivo antenna rx	G_r	dB	tab.4.3	16.08	16.08
temperatura di sistema	T_s	K	tab.4.9	4411.52.3	4411.52
Perdita di implementazione (c)	-/-	dB	sez.4.3.8	-2	-2
Data rate	R	bit/s	sez.4.3.5	9600	9600
Banda del ricevitore	B	kHz	d.s.	10	10
BER richiesta	BER	-/-	sez.4.3.7	10^{-5}	10^{-5}
$\frac{E_b}{N_0}$ target (b)	$(\frac{E_b}{N_0})_t$	dB	sez.4.3.7	13.3	13.3
$\frac{E_b}{N_0}$ ricavato (a)	$\frac{E_b}{N_0}$	dB	eq.4.2	25.8	18.01
Margine di sistema		dB	a-b+c	10.5	2.71

Tabella 4.13: Downlink budget radio custom

A Breve guida all'analizzatore vettoriale di reti

L'analizzatore di rete vettoriale (VNA) utilizzato è ROHDE & SCHWARZ ZVB8 da 300 MHz a 8 GHz. Esso è uno strumento in grado di eseguire misurazioni su dispositivi fino a 4 porte, agendo su un ampio range di frequenze contemporaneamente. La definizione vettoriale deriva dalla possibilità di misurare rapporti fra onde incidenti e onde riflesse e fra onde incidenti e onde trasmesse, sia in termini di ampiezza che in termini di fase. Queste capacità lo rendono uno strumento estremamente utile nella misura di circuiti e reti utilizzati a radio frequenze e micro onde. Inoltre, la capacità di elaborare dati in maniera vettoriale permette il processo di calibrazione, ovvero di determinazione di alcuni tipi di errori che affliggono la misura. La calibrazione non è possibile su dispositivi che eseguono misure di tipo scalare, come può esserlo l'analizzatore di spettro. L'analizzatore è dotato di 4 cavi di misura intestati con connettore N maschio e SMA maschio. In seguito vengono brevemente riportate alcune delle operazioni da eseguire all'inizio di ogni misura, oltre ad alcuni comandi di base. In figura 1 è mostrata l'interfaccia di un analizzatore vettoriale di reti della serie ZVB. L'interfaccia utente è suddivisa in gruppi:

1. **Softkeys:** permettono la navigazione dei menù sullo schermo, assumendo funzioni differenti a seconda dell'operazione in corso;
2. **Setup Keys:** permettono di accedere alle funzioni dell'analizzatore di reti, come ad esempio la calibrazione, il tipo di visualizzazione, il range di frequenze e tanti altri;
3. **Support Keys:** servono a fornire assistenza all'utente, tra cui il tasto HELP;
4. **Data entry keys:** permettono l'inserimento di dati numerici e unità di misura;
5. **Navigation Keys:** permettono la navigazione all'interno dei menù; in alternativa può essere utilizzato un mouse.

E' possibile connettere all'analizzatore di reti anche una tastiera, ed è in grado di essere connesso ad una rete LAN, per accedere a risorse esterne come stampanti ed altro. E' anche dotato di un'interfaccia USB.

1 Calibrazione

1.1 Principi della calibrazione

Ogni misurazione è affetta da due tipi di errori:

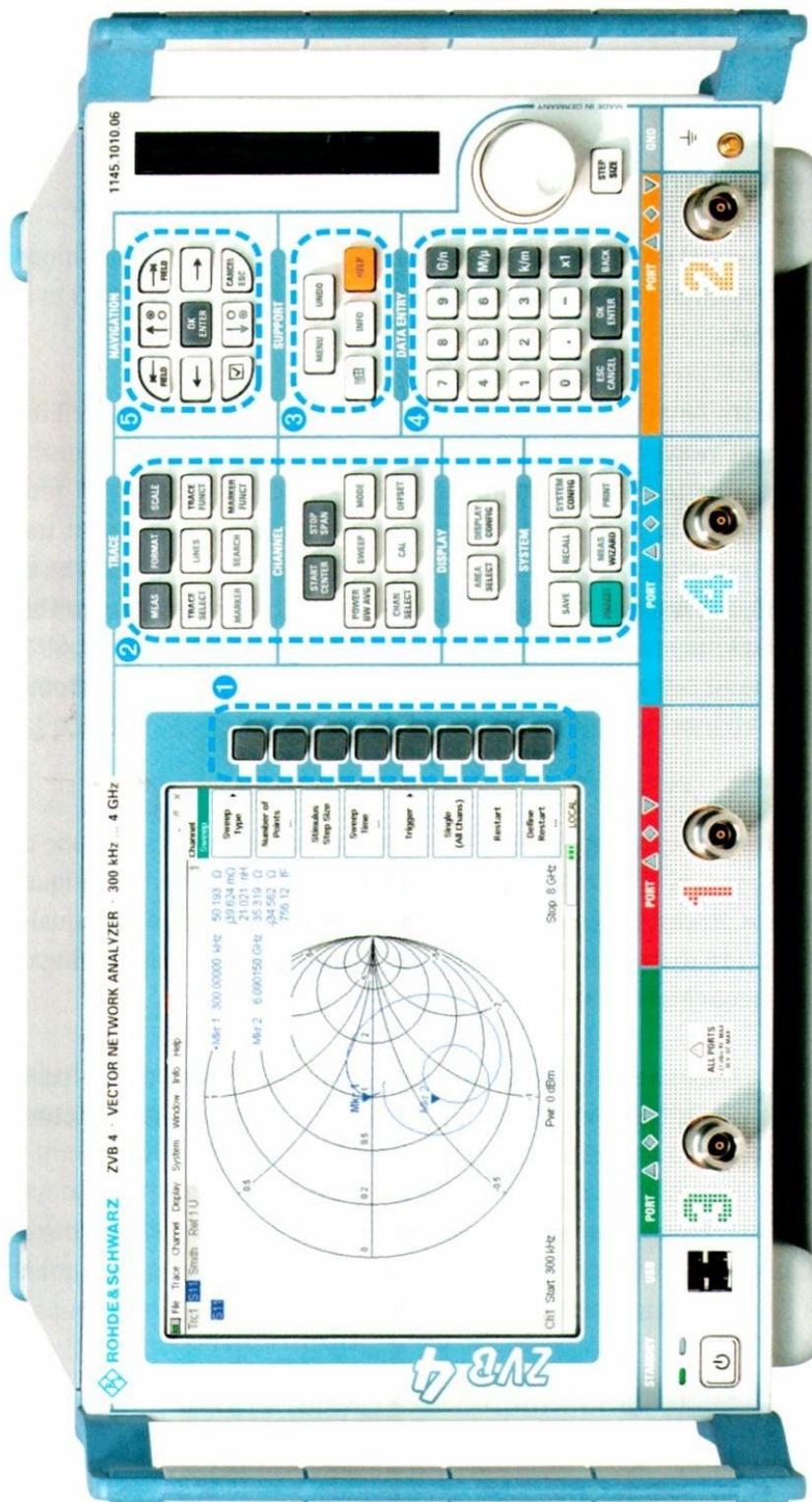


Figura 1: interfaccia utente dell'apalizzatore di reti R&S serie ZVB

- **casuali**, cioè causati da fonti descritte statisticamente, e dunque ineliminabili;
- **Sistematici**, cioè riproducibili e quindi correggibili

Errori di tipo statistico sono ad esempio il rumore termico, disturbi da fonti esterne, etc. La loro influenza sulla misura può essere limitata seguendo una serie di norme in fase di misura, come, ad esempio, lasciare il tempo all'analizzatore di scaldarsi prima delle misure.

Gli errori di tipo sistematico si dividono a loro volta in errori di tipo non lineari e lineari.

Errori non lineari Gli errori di tipo *non lineare* avvengono quando l'analizzatore di reti fornisce una potenza troppo prossima al limite massimo disponibile del DUT, mandandolo in saturazione. Per evitarlo, basterà modificare il livello di potenza disponibile dell'analizzatore in fase di misura. In figura 2 è mostrata l'incertezza sulla misura in funzione della potenza trasmessa dall'analizzatore. Si nota che ha il tipico andamento a vasca da bagno, e che per dispositivi ad alto guadagno la potenza trasmessa deve essere ridotta (si consiglia un valore di almeno -40dB). Su componenti passivi è invece consigliata una potenza di soli -10dB. Questo andamento è dovuto al ricevitore interno dell'analizzatore.

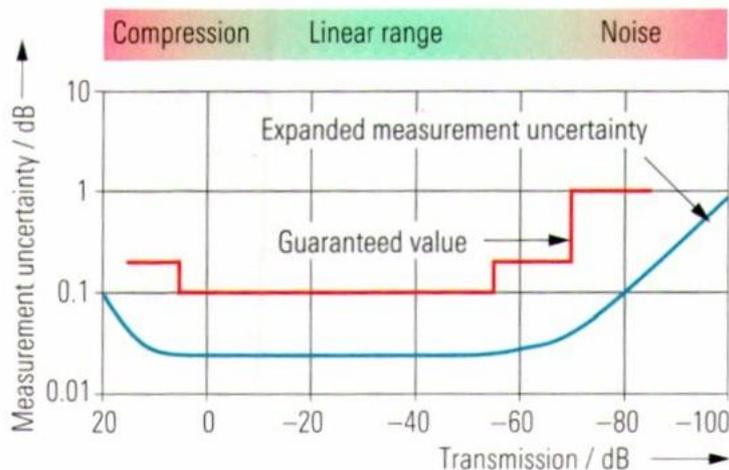


Figura 2: Incertezza di misura in funzione della potenza trasmessa dall'analizzatore di reti

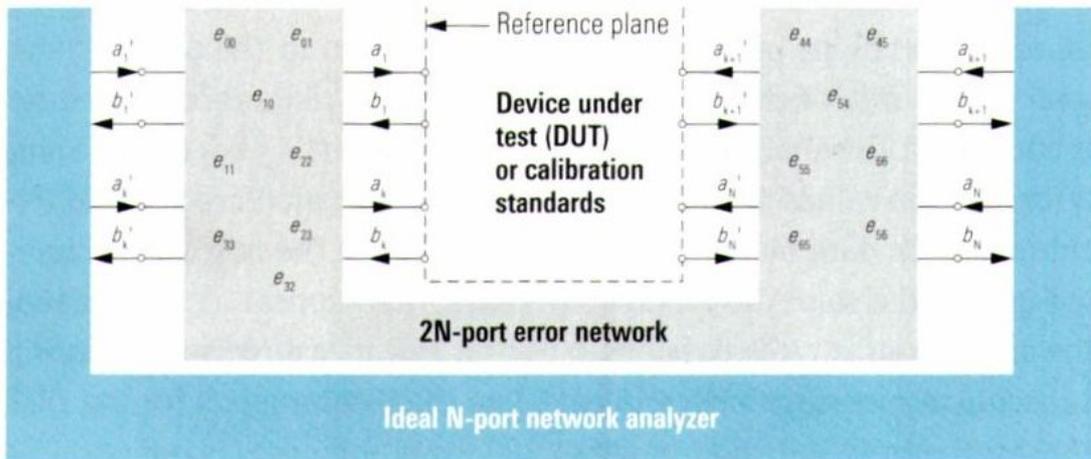


Figura 3: Scomposizione delle porte dell'analizzatore in parte ideale e reti di errori (error network)

Errori lineari Gli errori di tipo lineare sono invece correggibili tramite il processo di calibrazione. Il processo si basa sul seguente principio: le N porte dell'analizzatore vengono considerate ideali, e i dati raccolti sono frutto di una rete a $2N$ porte con errori, detta **error network** (figura 3). La error network è definita da una matrice di $(2N)^2$ parametri chiamati **error terms**. I dati raccolti dalle porte ideali dell'analizzatore sono definiti **Raw data system** e sono formati del contributo degli error terms sugli **Effective data system**. La corretta determinazione degli error terms, porta all'esatta conoscenza degli effettivi parametri del DUT. Il processo di determinazione degli errori si chiama **calibrazione**. La calibrazione si avvale di

- Carichi standard;
- Dati caratteristici.

I dati caratteristici sono equazioni di tipo matematico che descrivono i carichi standard. In fase di calibrazione vengono misurati i carichi standard, e i valori ottenuti verranno successivamente corretti via software con l'applicazione dei dati caratteristici. A seconda del numero di porte utilizzate dall'analizzatore di reti, serviranno un numero di carichi man mano crescente, in grado di fornire un numero di equazioni adeguato al numero di termini da correggere. In particolare bastano $4N-1$ equazioni per correggere una rete a $2N$ porte. Senza andare troppo in dettaglio, questo poichè alcuni parametri possono essere considerati unitari, e corretti tramite il parametro simmetrico. Ad esempio se si utilizza una sola porta dell'analizzatore in fase di misura,

essa verrà vista come una rete di 2 porte descritta da 4 parametri di errore. Pre effettuare la calibrazione bastano 3 tipi di carico. Con il processo di calibrazione TOL-X, che è il più completo, si arrivano a correggere fino a 15 termini.

Ricapitolando la calibrazione di un analizzatore di reti prevede la trasformazione delle N porte dell'analizzatore in una rete di $2N$ porte con errori, descritte da una matrice di $(2N)^2$ parametri, determinabili tramite la misura di carichi standard e l'applicazione di equazioni matematiche via software. Al termine della calibrazione *le N porte dell'analizzatore sono considerate prive di errori* (ad eccezione di errori di tipo statistico).

1.2 Processo di calibrazione

Il processo di calibrazione varia a seconda del numero di porte utilizzate e dal tipo di carichi utilizzati. I carichi utilizzati dipendono inoltre anche dal tipo di connettore che verrà utilizzato in fase di misura. I kit di calibrazione usati sono 2, a seconda del tipo di connettore che verrà utilizzato nelle misurazioni; sono:

- ROSENBERGER RPC-3.5 Calibration Kit model 03 CK 10A-150;
- Hewlett Packard 85032E Type N;

Nel caso di connettori di tipo N, si utilizza il cavo di misuradi alta qualità SUCOFLEX 104 SN 91038/4 della SUHNER per simulare il carico di tipo Trought. I kit di calibrazione contengono carichi certificati che permettono di realizzare 4 tipi di circuiti:

1. corto circuito (S);
2. circuito aperto (O);
3. adattato (M);
4. trough (T).

Oltre a questi esistono altri tipi di carichi standard per le linee di tipo coassiale, acquistabili separatamente ai kit. Essi sono

- Line standard (L);
- Reflect standard (R);
- Symmetrical network (N);

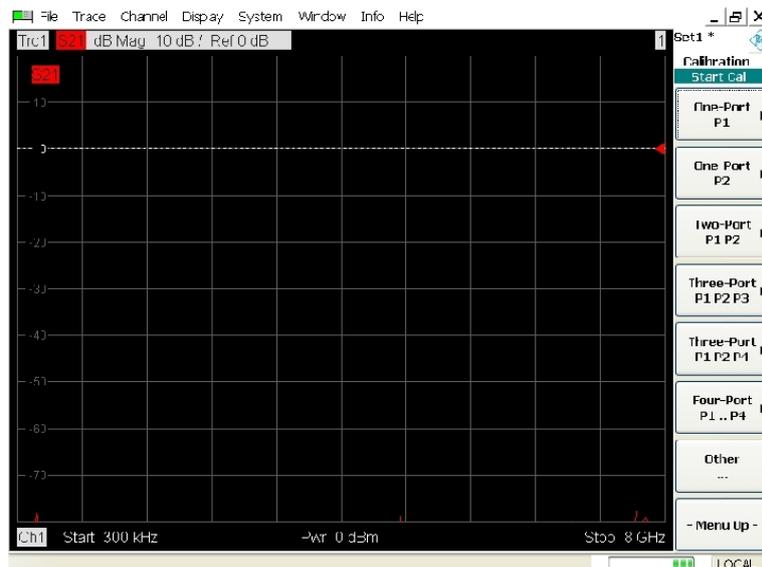


Figura 4: Schermata per scelta della calibrazione

- Attenuator standard (A);
- Unknown trough (U).

Il processo di calibrazione dipende principalmente dal numero di porte che intervengono nella misura, ed è fortemente influenzato dal range di frequenze utilizzato. Vale sempre la regola che minore è l'intervallo di frequenze su cui eseguiamo la misura, migliore è la calibrazione ottenuta.

Le operazioni preliminari da eseguire sono dunque settaggio delle frequenze e connessione eventuale di cavi di misura. Per impostare le frequenze si devono usare i tasti START e STOP e inserire tramite tastierino numerico le frequenze interessate. Eseguite tali operazioni si parte con la vera e propria calibrazione dello strumento pigiando il tasto CAL. Apparirà la schermata in figura 4. Dal menu sul lato destro dello schermo è possibile scegliere quante porte vogliamo utilizzare per la misurazione. Un'operazione comune a tutte le calibrazioni è l'indicazione del connettore utilizzato, che viene richiesta dopo aver scelto il tipo di calibrazione. In figura 5 è mostrata la schermata per la scelta dei connettori, nel caso si scelga una calibrazione ad una porta. Nel caso si utilizzino più porte, si dovrà indicare per ogni porta il tipo di connettore utilizzato. E' possibile utilizzare connettori diversi su porte diverse. A seconda dei connettori indicati varia solamente il tipo di kit utilizzato, mentre la procedura di calibrazione rimane invariata.

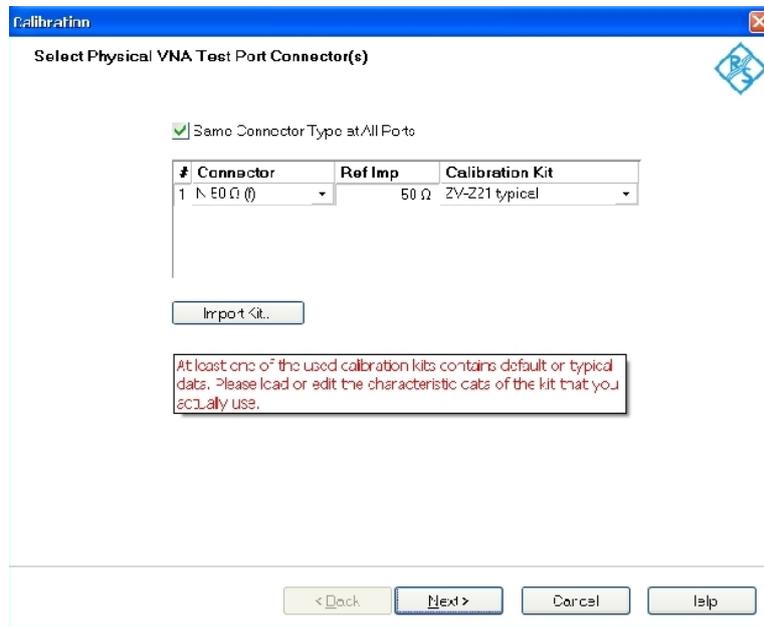


Figura 5: Finestra per scelta dei connettori

1.2.1 Calibrazione a una porta (metodo OSL)

La calibrazione ad una porta è utilizzata quando si vuole misurare un solo parametro del dispositivo sotto misura. Infatti con questo tipo di misura si riesce a misurare il solo parametro $s_{1,1}$, e quindi è vantaggiosa in quei casi in cui si vuole fornire una potenza attraverso una sola porta e vedere come reagisce il dispositivo allo stimolo. Per iniziare la calibrazione pigiare il tasto CAL e successivamente selezionare sullo schermo l'opzione 1 PORT. Il menù che appare sullo schermo ci permette di scegliere tra la procedura abbreviata (SHORT) e la procedura completa (FULL). Conviene scegliere sempre la procedura completa. Dopo la scelta dei connettori (spiegata precedentemente), ha inizio la calibrazione vera e propria, che consiste nel caricare la porta con 3 carichi standardizzati (figura 6).

Il primo carico richiesto è il carico Open; una volta collegato al cavo di misura spuntare l'icona. La stessa operazione va ripetuta per gli altri due carichi: il carico Short e il carico Open. Successivamente cliccare su *apply* (figura 7). Il VNA è adesso calibrato. Tuttavia, spesso è meglio controllare se la calibrazione è stata eseguita con successo, dato che l'analizzatore potrebbe commettere qualche errore, specialmente se è stato acceso da poco. Per controllare, vanno ricollegati i carichi volta per volta e dalla carta di Smith si può capire se lo strumento funziona correttamente. Infatti al carico Open

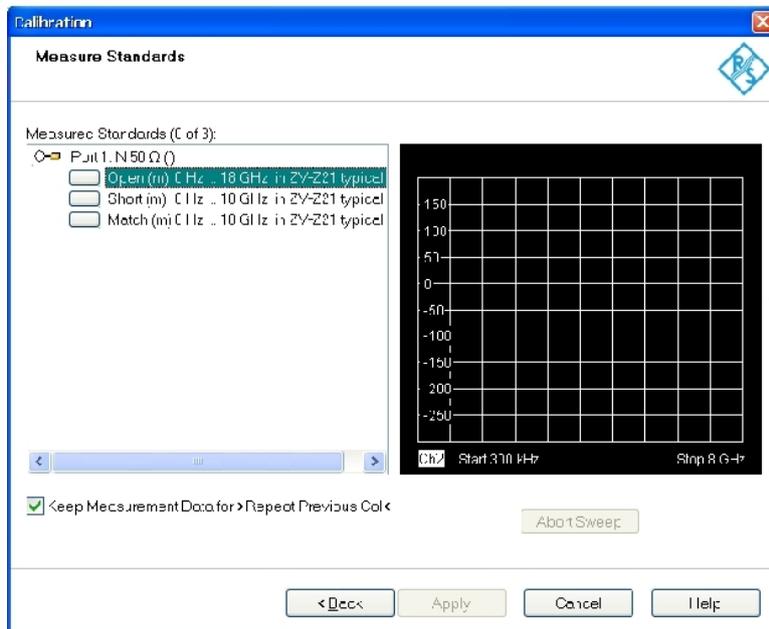


Figura 6: Schermata di inserimento dei carichi calibrati (metodo OSL)

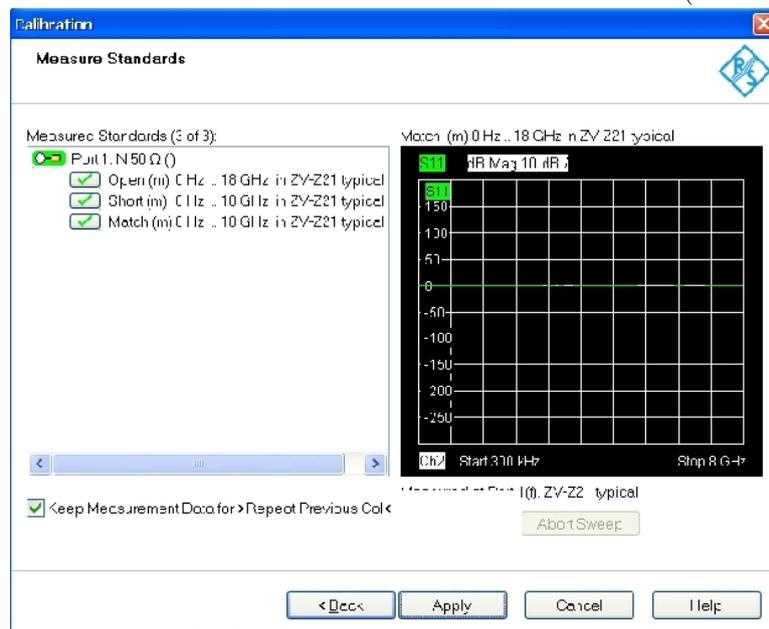


Figura 7: Fine della calibrazione

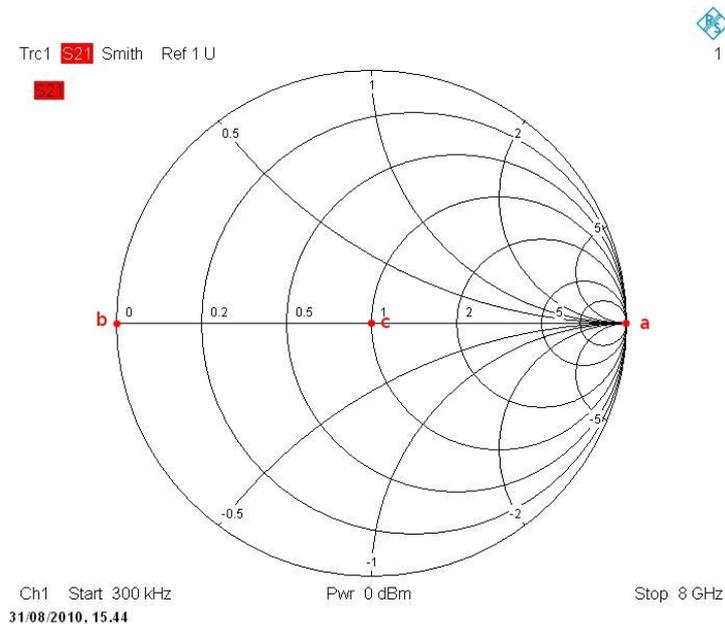


Figura 8: Carichi sulla carta di smith

corrisponde un punto posto all'estrema destra della carta di smith (punto a in figura 8), allo short corrisponde un punto all'estrema sinistra (punto b) e al carico adattato corrisponde il punto al centro della carta (punto c)

Nel caso i carichi non coincidano, pigiare il tasto RESET e ricominciare la procedura dall'inizio.

1.2.2 Calibrazione a 2 porte

In base a quanto visto nella sezione 1.1, una misurazione a due porte necessita della correzione di 7 parametri, raggiungibili con diversi metodi di calibrazione. Tali metodi hanno l'inconveniente di richiedere parecchio tempo, e spesso coinvolgono carichi standard che vanno acquistati separatamente al kit di calibrazione minimo. Inoltre, spesso, non si è interessati allo studio completo della matrice [S], ma si è interessati solamente ad alcuni parametri. In questi casi si può fare ricorso a procedure abbreviate, come la calibrazione normalizzata e la calibrazione 2 port, 1 path.

1.2.3 Calibrazione two port-one path

Con questo tipo di calibrazione a 2 porte, risulterà attiva solo una porta dell'analizzatore, mentre l'altra porta funzionerà solo in modo passivo, rendendo il processo di misura unidirezionale. Il processo di calibrazione prevede la

calibrazione della porta attiva (tipicamente porta 1) con il metodo OSL, e in aggiunta, verrà chiesto di connettere porta 1 e porta 2 tramite il carico Trough. Con questo processo si forniscono all'analizzatore solamente 5 equazioni per la correzione (Trough ne origina 2). Non vengono corretti gli errori dovute alle riflessioni causate dall'interfaccia porta 2-uscita del DUT. Risulta essere un problema solo quando l'impedenza caratteristica della porta di uscita del DUT non coincide con l'impedenza caratteristica di porta 2 dell'analizzatore. Nel caso di porte adattate, non si riscontrano grandi errori in misura. E' una buona soluzione quando i parametri interessanti sono il return loss dato dall'ingresso del DUT e l'accoppiamento di ingresso e uscita. Tale processo è estendibile ad N porte, di cui solamente una risulterà attiva (e quindi calibrata con il metodo OSL), mentre per tutte le altre basta una calibrazione della trasmissione rispetto la porta attiva.

1.2.4 Calibrazione a due porte normalizzata

La calibrazione normalizzata può essere eseguita se non si è interessati ad un'elevata precisione della misura, e varia a seconda del parametro che si vuole misurare. Se si vogliono misurare i parametri $s_{1,1}$ o $s_{2,2}$ verrà chiesta la calibrazione di una sola porta con un carico di tipo Short o Open. Se si vogliono misurare i parametri $s_{1,2}$ o $s_{2,1}$ verrà chiesta la calibrazione del trasferimento tramite il carico Trough. L'analizzatore si limiterà ad eseguire una calibrazione utile per il solo parametro indicato in precedenza, rendendo tutti gli altri parametri NON misurabili.

1.3 Calibrazione a 3 porte (metodo TOSL)

In questo caso servono 11 equazioni per la correzione. Per ottenerle si esegue la calibrazione denominata TOSL, che consiste nel calibrare le singole porte con il metodo OSL, e successivamente studiare la trasmissione tra ogni coppia di porte con il carico Trough. Le equazioni fornite sono 3 per ogni calibrazione OSL, più due per ogni calibrazione Trough, per un totale di 12 termini. In questa modalità l'analizzatore è in grado di calcolare tutti i parametri di una matrice [S] 3x3. Mentre per i parametri $s_{1,1}, s_{1,2}, s_{2,1}$ e $s_{2,2}$ esistono dei pulsanti dedicati sullo schermo del VNA, per visualizzare i rimanenti parametri, dobbiamo ricorrere al pulsante *more S parameters*. Questo pulsante dà accesso ad una finestra in cui possiamo selezionare uno qualsiasi degli parametri, compresi quelli di una matrice [S] 4x4. Una volta selezionato il parametro d'interesse, cliccare su ok e il parametro verrà visualizzato.

B Dettagli misurazioni su LNA e cavo RG-213U

B.1 Strumentazioni utilizzate per la misurazione sugli amplificatori a basso rumore

B.1.1 Generatori di segnali

I generatori di segnali usati durante le misure sono due

- Hewlett Packard 8647A;
- Rohde & Schwarz SMFP2.

Il generatore della HP è stato utilizzato in tutte le misure, mentre il generatore della R&S è stato utilizzato solo per il calcolo di IP_3 . Entrambi sono in grado di generare segnali sino alla massima frequenza di un 1 GHz, e trovano dunque utilizzo nel campo delle Very High Frequency (VHF) e Ultra High Frequency (UHF). Sul segnale sono possibili alcune operazioni di modulazione di tipo AM, FM e Φ M. Entrambi sono dotati di connettori di tipo N femmina, impedenza $50\ \Omega$.

B.1.2 Analizzatore vettoriale di reti

L'Analizzatore vettoriale di reti (VNA) è un Rohde & Schwarz ZVB8 in grado di eseguire misurazione su frequenze tra i 30 kHz e i 8 GHz. L'analizzatore è in grado di eseguire misurazioni di tipo vettoriale (ampiezza e fase), permettendo operazioni come la calibrazione. Può eseguire misurazioni su reti fino a 4 porte ed è dotato di connettori di tipo N femmina. E' dotato di 4 cavi di misura intestati N femmina, PC 3.5 femmina. Disponibilità di salvataggio su dispositivi USB e collegamento a rete di tipo LAN.

B.1.3 Power splitter

Il power splitter utilizzato per combinare i segnali è un WEINSCHEL model 1507 R di tipo resistivo, usato come combiner. Essendo di tipo resistivo, ne segue che metà della potenza entrante viene dissipata sui resistori interni del divisore di potenza, mentre solo un quarto è disponibile all'uscita. In termini di decibel, si parla di una perdita di -6dB fra ingresso e uscita. Tuttavia, risulta molto utile per il nostro scopo dato che è in grado di operare sia alla frequenza di 144 MHz, sia alla frequenza di 437 MHz. I connettori sono di tipo SMA femmina per ogni porta.

B.1.4 Analizzatore di spettro

Comandi fondamentali di un analizzatore di spettro

Comandi della frequenza Con il comando Frequency si può impostare la frequenza centrale della banda di frequenze che si andrà ad analizzare, e la posiziona visivamente al centro dello schermo. In alcuni tipi di analizzatori, tale comando serve invece a selezionare la frequenza di inizio e fine del range da analizzare.

Comandi di ampiezza Con il comando di ampiezza si è in grado di impostare il livello di riferimento e il valore del parametro dB/div. Entrambi permettono di impostare la visualizzazione del grafico sul monitor.

Comandi di SPAN Il comando di SPAN indica la larghezza della banda misurata e visualizzata sullo schermo.

Resolution Bandwidth Il comando Resolution Bandwidth (RBW) permette di selezionare il filtro di risoluzione con cui viene eseguita la misura. Infatti, l'analizzatore può processare due segnali adiacenti la cui differenza di frequenza sia maggiore al valore del RBW.

Velocità di scansione (sweep Time) Indica la velocità con cui viene eseguita la scansione della banda indicata. E' limitata dalle resolution bandwidth e dal tipo di filtri utilizzati. L'equazione che li lega è

$$sweep\ rate_{max} = \frac{RBW^2}{k}$$

dove k è un fattore determinato dal tipo di filtri utilizzati.

Attenuazione E' il valore dell'attenuazione eseguita sul segnale di ingresso, per proteggere l'analizzatore da picchi troppo elevati di potenza.

Video Bandwidht La Video Bandwidth (VBW) è il valore della banda del filtro passa basso posto a valle del detector di potenza del segnale. La sua funzione è quella di pulire il segnale che verrà visualizzato sullo schermo.

Averaging E' possibile visualizzare sullo schermo la traccia generata da un gruppo di misurazioni su cui viene effettuata la media. Questo aiuta ad ottenere una traccia più leggibile, in quanto più stabile.

I parametri Sweep Time, SPAN, RBW e VBW sono legati tra di loro. Il parametro SPAN indica su quale frequenza viene mosso il filtro a frequenza intermedia (la cui banda è settata dal parametro RBW). Un valore di Sweep troppo elevato non permette al filtro di risoluzione di rispondere alla variazione dell'ingresso, ottenendo un segnale distorto. Per la stesura di tale sezione è stato utilizzato il libro [RD-17].

B.1.5 Modelli di analizzatore di spettro

Esistono due tipi di analizzatori:

- Fast Fourier Transform (FFT);
- Swept Spectrum Analyzer;

I primi utilizzano banche di N filtri adiacenti che campionano il segnale a singole frequenze. L'ampiezza di tali filtri indica la resolution bandwidth del sistema, e tale parametro è legato al numero di filtri utilizzato e dal massimo valore di frequenza visualizzabile.

I secondi utilizzano un sistema simile al ricevitore Super Eterodina per eseguire misure su singole frequenze. Il filtro a frequenza intermedia indica la resolution bandwidth dell'analizzatore, e viene spostato su tutto il range di frequenze disponibili in ingresso.

Gli analizzatori FFT vengono utilizzati a bassa frequenza, mentre i secondi sono lo standard per le radio frequenze fino a frequenze di molti GHz.

ADVANTEST R3262

E' un analizzatore di tipo Swept Time, in grado di analizzare frequenza tra i 9 kHz e i 3 GHz. La porta d'ingresso è dotata di un connettore di tipo N, impedenza 50 Ω . La potenza massima in ingresso è di 30dBm. E' possibile salvare i dati su un dispositivo di memoria, tramite l'utilizzo di scheda PCMCIA.

ROHDE &SCHWARZ FSIQ26

E' un analizzatore in grado di utilizzare sia la tecnica FFT sia la tecnica Swept. Per i filtri FFT, la risoluzione va da 1Hz fino a 1KHz, mentre per i filtri analogici va da 1Hz fino a 10MHz. Con una resolution bandwidth di 1 Hz si ottiene un noise floor di -150dBm.

B.1.6 Connettori

In tabella sono riportati i tipi di connettori coassiali più comuni nelle radio frequenze (pagina 125 [RD-7]). Nelle misure sono stati utilizzati sono connettori di tipo N, di tipo SMA e PC3.5.

Tabella B.1: Tabella tipi di connettori

Tipo di connettore	Frequency range	Compatibilità meccanica	Note
N	DC to 18GHz	-/-	1)
14 mm	DC to 8.5GHz	-/-	Per alti livelli di potenza
7-16	DC to 8.5GHz	-/-	Pre alti livelli di potenza
PC7	DC to 18GHz	-/-	Ermafrodita
PC 3.5	DC to 34GHz	SMA;K	-/-
SMA	DC to 18GHz	3.5mm;K	2)
2.92mm(K)	DC to 40GHz	SMA;3.5mm	-/-
2.4mm	DC to 50GHz	1.85mm	-/-
1.85mm(V)	DC to 67GHz	2.4mm	-/-
1.00mm	DC to 11oGHz	-/-	-/-

¹⁾ Disponibili a 50 Ω e 75 Ω . La connessione diretta tra i due tipi di connettori non è consentita e può portare al danneggiamento degli stessi.

²⁾ Alternativa economica al connettore PC 3.5. Ha un peggior comportamento a RF rispetto al connettore 3.5

B.2 Calibrazione Analizzatore Vettoriale di Reti

B.2.1 Calibrazione per la misura degli amplificatori

Per la misura degli amplificatori è stata scelta una calibrazione di tipo two port-one path, dato che i parametri interessanti da misurare sono il guadagno (parametro $s_{2,1}$) e il return loss (parametro $s_{1,1}$). In entrambe le misurazioni l'unica porta attiva è la porta 1, scelta come porta di ingresso dell'amplificatore, e quindi è sufficiente eseguire una calibrazione del tipo OSM solo su di essa. Per correggere l'errore di trasmissione su porta 2 si utilizza il carico Trough. Inoltre, dato che l'impedenza caratteristica di porta 2 coincide con quella del cavo di misura connesso su tale porta, si considerano nulli gli errori dell'adattamento all'uscita dell'amplificatore.

B.2.2 Calibrazione per la misura del cavo RG 213 U

Per la misura del cavo, è stata scelta una calibrazione normalizzata a due porte, indicando il parametro $s_{2,1}$ prima di eseguire la calibrazione. Questa scelta è la migliore per questo tipo di misura poichè con l'utilizzo di un solo carico standard di tipo trough, si può calibrare il sistema per la misura del parametro a cui si è interessati. Il dato ottenuto è comunque affidabile, e rappresenta l'attenuazione causata dal cavo.

C Dati degli amplificatori forniti dal costruttore

Amplificatore a basso rumore GeAS FET modello PRM145

- Frequenze di impiego = 144-148 MHz;
- Guadagno = 18dB;
- Figura di rumore = 1dB (centro banda);
- Tensione di alimentazione = 13.5 V, negativo a massa;
- Potenza massima sopportata = 200 W;
- Assorbimento di corrente = 100 mA;
- Impedenza = 50 Ω ;
- Perdita di inserzione in trasmissione = 0.8dB;
- Peso = 1Kg;
- Dimensioni (HxWxD in mm) = 160x75x91;
- Temperatura esterna sopportata = -10 +50° C limite
- Altitudine massima = 2000 m S.L.M.;
- Umidità 20-80%max;
- Connettori di tipo N femmina;
- relè coassiali;

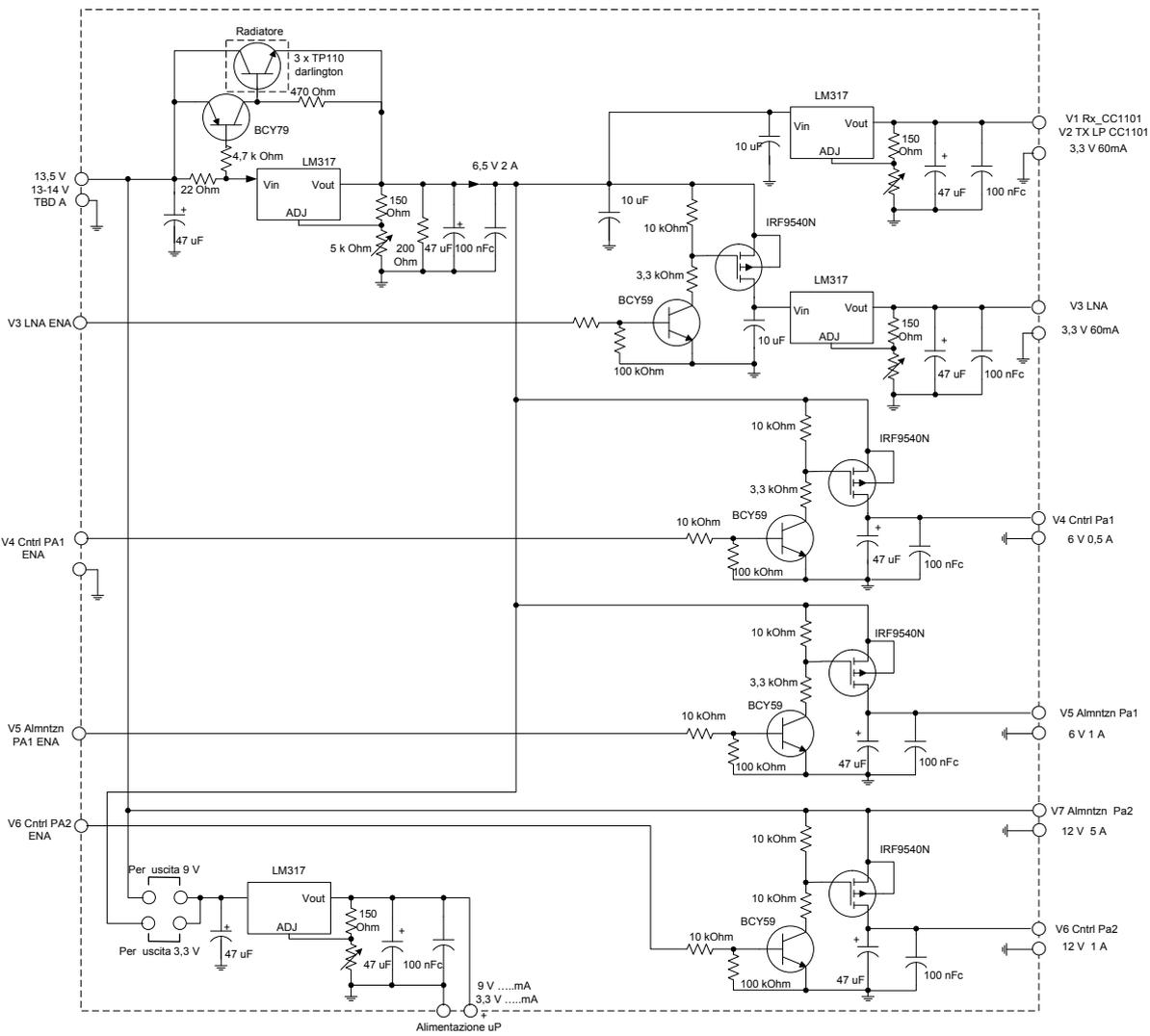
- Resistente all'acqua;
- Possibilità di montaggio a palo;
- Scatola elettricamente a massa;
- Comando PTT disponibile;
- Possibilità di commutazione ricezione-trasmissione automatica tramite riconoscimento livelli di potenza;

Amplificatore a basso rumore GeAS FET modello PRM430

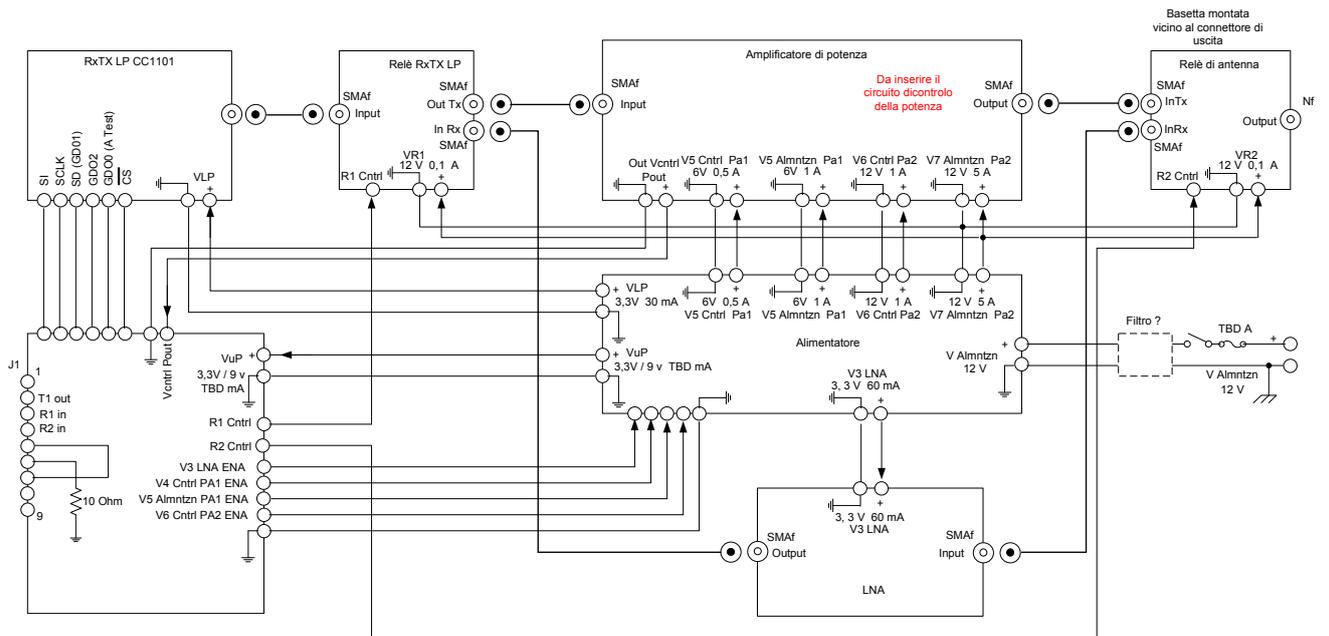
- Frequenze di impiego = 430-440 MHz;
- Guadagno = 16dB;
- Figura di rumore = 1.5dB (centro banda);
- Tensione di alimentazione = 13.5 V, negativo a massa;
- Potenza massima sopportata = 200 W;
- Assorbimento di corrente = 100 mA;
- Impedenza = 50 Ω ;
- Perdita di inserzione in trasmissione = 0.8dB;
- Peso = 1Kg;
- Dimensioni (HxWxD in mm) = 160x75x91;
- Temperatura esterna sopportata = -10 +50° C limite
- Altitudine massima = 2000 m S.L.M.;
- Umidità 20-80%max;
- Connettori di tipo N femmina;
- relè coassiali;
- Resistente all'acqua;
- Possibilità di montaggio a palo;
- Scatola elettricamente a massa;

- Comando PTT disponibile;
- Possibilità di commutazione ricezione-trasmissione automatica tramite riconoscimento livelli di potenza;

D Schemi elettrici della radio Custom



Schema alimentatore ricetrasmittitore GS
Versione del 11 gennaio 2011



Schema generale
ricetrasmittitore GS
Versione del 11 gennaio 2011

E Datasheet vari



Features

- Excellent performance versus size
- Excellent receiver selectivity
- Efficient downlink modulation scheme
- Easy-to-receive VHF downlink
- Flexible UHF receiver
- CubeSat compatible formfactor

Interfaces

- 104 pin CubeSat Kit stackthrough connector carrying:
 - 7-12V DC power supply
 - I2C bus interface
 - Raw FSK demodulator output
 - Direct modulator input
- RF input: SMA 50 ohm
- RF output: SMA 50 ohm

Overall specifications

- Single 7-12V DC power supply
- Power consumption: <1.9W (transmitter on), <0.2W (receiver only)
- Mass: 120g
- Full duplex operation
- Compatible with Pumpkin Inc. FM430 & Clyde Space Ltd. EPS (through CubeSat Kit stack through connector)
- Telemetry & Beacon functionality

Available Options

- Custom formfactors / connector interfaces
- Higher datarates (up to 9600 bit/s available)
- 400-450MHz UHF downlink / 130-160MHz VHF uplink
- 1200bit/s 1200/2200Hz AFSK uplink

Telemetry outputs (over I2C)

- Power amplifier temperature
- Received signal strength
- FM Discriminator DC voltage
- Forward RF power
- Reflected RF power

VHF transmitter

- Frequency range: 130 – 160MHz (Crystal controlled)
- Transmit power: 400mW PEP, 200mW average
- Modulation: Raised-Cosine Binary Phase Shift Keying (BPSK)
- Data rate: 1200 bit/s
- Protocol: AX.25 (Other protocols available upon request)
- CW (Morse) beacon mode

UHF Receiver

- Frequency range: 400-450MHz (Crystal controlled)
- Modulation: Manchester FSK (Raw FSK output available)
- Data rate: 300-1200 bit/s
- Noise figure: <6dB



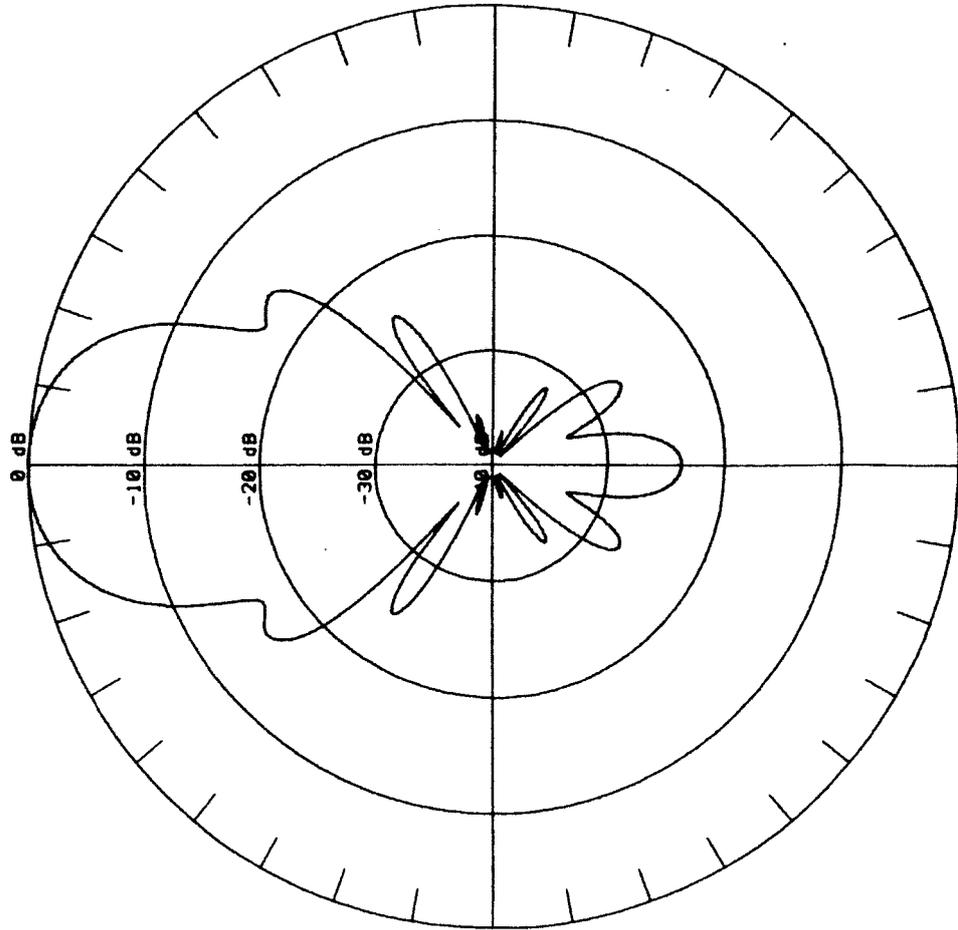
Picture shows prototype, actual flight model may differ in appearance

FREQUENCE: 432.0 MHz

PLAN: E

GAIN CALCULE : 16.20 dB Iso RAPPORT ARR./AU. : -23.56 dB

ANGLE D'OUVERTURE A -3dB : 2 x 14.76 deg.



BOOM ASSEMBLY

Loosen the boom attaching gusset (#10), slide the two boom sections into the gap, and then, tighten gusset with M6 screws #13. The purpose of the slashed hole on the gusset is to allow some upward tilt of the antenna, whenever required. Position of the slashed hole is correct when the antenna can move upward from horizontal.

Proper position of the main plate (#11) is when the tightening U-bolt (#15) remains horizontal on the stops provided in that plate (see close-up A2).

MOUNTING OF ANTENNA TO MAST

The maximum useful mast outer diameter is 54 millimeters (2" 1/8). Untight the M6 nuts #14 and open the clamp #12 as shown on close-up A1. Introduce the mast in the U-Bolt #15, close the clamp #12 and firmly tighten the M6 nuts #14 (see threefold close-up A).

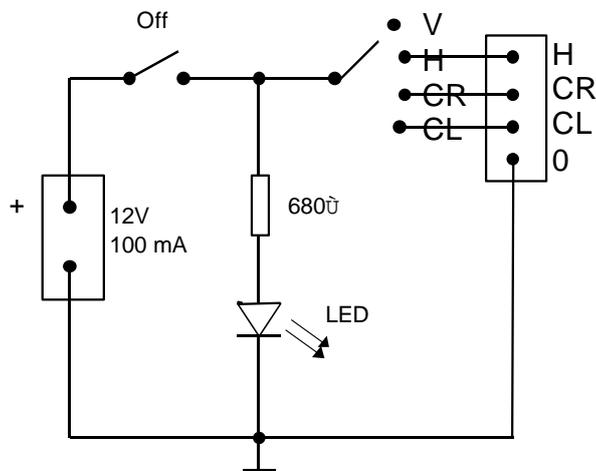
OPERATING HINTS

It is recommended to keep the antenna in local dominant wind direction, when not in use.

PART AND HARDWARE LIST

Diagram #	Description	Quantity
1	Rear boom section	1
2	Front boom section	1
3	Black cap (rear indicator)	1
4	Red cap (front indicator)	1
5	Element to boom attaching screw (M5x20)	36
6	Element to boom attaching nut (M5)	36
7	Polycarbonate element holder	36
8	Driven element screw, slotted head, (M5x20)	2
9	Driven element attaching nut (M5)	2
10	Boom to mast attaching gusset	1
11	Boom to mast attaching main plate	1
12	Open hole "alligator" clamp	1
13	Gusset to plate attaching screw (M5x15)	2
14	Tightening nut (M6)	2
15	Stainless steel U-bolt M6x80	1
16	Driven element protective boot	2
17	Feed line contact lugs	4
R, D1	Parasitic elements	36
Tr	Driven element	2

V. Example circuit for the switch box



Without any voltage applied, the antenna is switched to vertical polarisation.

VI. Ordering information

item No.	frequency	power rating	max. insertion loss
18080	2m	300 W	0,7 dB
18081	2m	800 W	0,6 dB
18082	70cm	200 W	1,1 dB
18083	70cm	600 W	0,9 dB

WiMo Antennen und Elektronik GmbH

Am Gäxwald 14, D-76863 Herxheim Tel. +49 7276 96680 FAX: 966811
e-mail: info@wimo.com http://www.wimo.com



Remote controlled polarisation switch

For remote controlled polarisation switching of yagi and X-quad antennas. The waterproof switchbox with Njacks is to be mounted above or under the roof. Two inputs for the antenna, one output for the coaxial feedline to your shack. An additional control cable is required.

Possible polarisations are: horizontal, vertical, zircular left, zircular right.

For each band there 2 versions available with different power rating. The switches are not even only for our antennas, they even may be used with any other antenna as well. The difference between the two antenna planes can be easily compensated using different cable lengthes to the antennas.

A small switchbox with a 4-position single pole rotary switch is required to control the remote control switch (not supplied). An additional small 12 volts power supply is required as well, any small wall outlet power supply is fine. You even may use the 12 volts which is used for your transceiver.

I. Connections

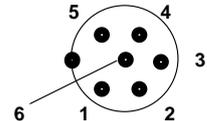
- N-Jack 'STATION': cable to the transceiver in the shack
- N-Jack 'HOR': antenna connection horizontal
- N-Jack 'VER': antenna connection vertical

	2m	70cm
phasedifference		
'right'	90°	0°
'left'	270°	180°

To get the lowest possible insertion loss, the switches for 2m and 70cm have a different phase difference between the outputs, see table.

6-pin MIC control plug:

- Pin 1: circular right
- Pin 2: circular left
- Pin 3: n.c.
- Pin 4: GND
- Pin 5: horizontal
- Pin 6: n.c.



For switching apply 12V / 100mA to the correct pin. Without control voltage applied to any pin the antenna is switched to vertical polarization.

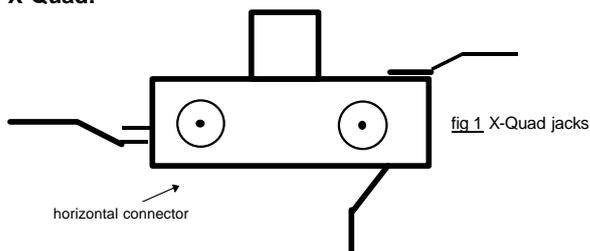
Take care! Do not apply voltage to 2 pins at the same time! If this is done, there is no correct switching. There might be no connection to any antenna and maybe you transmit in an open cable!

WiMo Antennen und Elektronik GmbH

Am Gäxwald 14, D-76863 Herxheim Tel.+49 7276 96680 FAX: 966811
e-mail: info@wimo.com http://www.wimo.com

II. Connecting the switch to our antennas

X-Quad:



The antennas must be mounted with the Njacks looking backward. The connector box must be horizontal. See figure 1.

2m: Both cables between switch and antenna must have the same length!

70cm: The cable to the horizontal plane must be longer ($L/4 \times$ velocity factor, i.e. $172\text{mm} \times 0,66 = 112\text{mm}$, for a cable with PE-insulation) than the cable used for the vertical plane.

Crossed yagis:

The dipoles have to be mounted like shown in the picture, have a look on the boxes containing the jack. When one of the dipoles is not correct mounted, you get circular left instead of circular right. Depending on the polarisation used of the other station you get an additional loss of more than 10dB!

The cable of the HOR-jack of your switch is always to be connected to the front dipole (left in the picture of your antenna).

The plane offset of the crossed yagis has to be compensated with a different length of the cables between dipole and switch.

To get the right phase angle of 90 degrees (quarterwave) between the planes, the mechanical difference of the planes has to be compensated with one end of the 50 ohms cables.

$$X = L \times C$$

X : additional length between the cables
 L : distance of the planes
 C : velocity factor of the 50 ohm-cables:
 0,66 with PE-insulation
 0,85 with AIRCOM
 0,83 with AIRCELL

Our 2m crossed yagis have a mechanical difference of 100mm, so the cable for the forward dipole has to be 66mm longer than the cable to the backward dipole. With the 70cm yagis there must be the phase difference of 90 degrees added to the mechanical difference of the antenna.

The mechanical plane difference of the 70cm yagis is 240mm. That's the reason, why the cable connected to the forward dipole must be 158mm longer than the cable to the backward dipole. To get the phase difference of 90 degrees, the cable must be another 113mm ($\lambda/4 \times$ velocity factor, see beside) longer. The complete length difference is 271mm when a cable with pe-insulation is used.

III. Fitting other crossed yagis

When connecting yagis from any other maker, the mechanical difference between the planes has also to be compensated through the length of the feedlines.

Which cable is to be changed is explained here:

Let's have a look on an antenna which has NO difference between the 2 planes. For connection between the antenna and switch see chapter IV, the horizontal connector of the 2m switch has the internal length correction. The 70cm switch has no internal cable, so the cable between horizontal switch jack and the dipole has to be 90 degrees (quarterwave) longer. This dipole is reference plane zero.

now let's have a look on the antenna itself:

When the dipole fed with the longer cable is shifted forwards, the received signal reaches the receiver earlier: a longer cable with additional delay is to be used to compensate for this. When vice versa the dipole is shifted backwards, the longer cable has to be shortened accordingly.

IV. Rotary direction with circular polarisation

(means: how to find out if RHC or LHC)

The phase rotation between the planes must be 90 degrees (a quarterwave) for circular polarisation.

To find out the rotary direction, the antenna is viewed from the backside (reflector side). If the hot end of the dipole which is driven with the longer cable 90 degrees right (clockwise) of the dipole which is driven with the short cable, then you have right-hand circular polarization. (see figure 2, with thanks to DL1BU). 'Hot end' means the dipole end which is directly connected to the feedline.

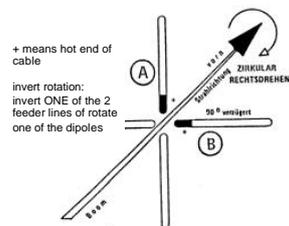
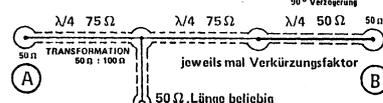


fig 2 rotary direction of a crossed dipole



2. SPECIFICATIONS AND ACCESSORIES

2-1. SPECIFICATIONS

Specifications			Model	TS-790A	TS-790E	
General	Frequency range	2 m band		144 ~ 148 MHz	144 ~ 146 MHz	
		70 cm band		430 ~ 450 MHz * 1	430 ~ 440 MHz	
		23 cm band		1240 ~ 1300 MHz (Option)		
	Mode			J3E (LSB, USB), A1A (CW), F3E (FM)		
	Antenna impedance			50 ohms		
	Power requirement			13.8 VDC ± 15%		
	Grounding			Negative		
	Current drain	Receive mode with no input signal			2.5 A	
			Transmit mode	2 m band	12 A	
				70 cm band	15 A	
	23 cm band	8 A				
	Operating temperature			- 10 to + 50°C (+ 14 to + 122°F)		
	Frequency stability (Except FM mode)			Less than ± 3 PPM		
	Dimensions (W × H × D) (Projections included)			342 × 134 × 369 mm (13-15/32" × 5-9/32" × 14-17/32")		
	Weight			9.2 kg (20.2 lbs)		
Transmitter	Output power	2 m band	LSB-USB	35 W		
			FM-CW	45 W		
		70 cm band	LSB-USB	30 W		
			FM-CW	40 W		
		23 cm band	LSB, USB, CW, FM	10 W		
	Modulation			LSB, USB		Balanced modulation
				FM		Reactance modulation
	Spurious radiation	2 m/70 cm band				Less than - 60 dB
		23 cm band				Less than - 50 dB
	Carrier suppression					More than 40 dB (with 1.5 kHz reference)
Unwanted sideband suppression					More than 40 dB (with 1.5 kHz reference)	
Maximum frequency deviation (FM)					± 5 kHz	
Frequency response (- 6 dB) (SSB mode only)					400 to 2600 Hz	
Microphone impedance					600 ohms	
Receiver	Circuitry	2 m band	LSB-USB-CW	Single conversion superheterodyne		
			FM	Double conversion superheterodyne		
		70 cm band	LSB-USB-CW	Double conversion superheterodyne		
			FM	Triple conversion superheterodyne		
		23 cm band	LSB-USB-CW	Triple conversion superheterodyne		
			FM	Quadruple conversion superheterodyne		
	Intermediate frequency	MAIN				
			1st IF	2nd IF	3rd IF	4th IF
		2 m band	10.695 MHz	* 455 kHz	—	—
		70 cm band	75.925 MHz	10.695 MHz	* 455 kHz	—
		23 cm band	287.175 MHz	41.415 MHz	10.695 MHz	* 455 kHz
		SUB RX				
			1st IF	2nd IF	3rd IF	4th IF
2 m band	10.595 MHz	* 455 kHz	—	—		
70 cm band	75.925 MHz	10.595 MHz	* 455 kHz	—		
23 cm band	287.075 MHz	41.315 MHz	10.595 MHz	* 455 kHz		
* : FM only						

Receiver	Sensitivity	LSB, USB, CW (at 10 dB S + N/N)	2 m band	Less than 0.16 μ V
			70 cm band	Less than 0.16 μ V
			23 cm band	Less than 0.16 μ V
		FM (at 12 dB SINAD)	2 m band	Less than 0.22 μ V
			70 cm band	Less than 0.22 μ V
			23 cm band	Less than 0.22 μ V
	Selectivity		LSB, USB	- 6 dB: 2.1 kHz, - 60 dB: 4.8 kHz
			FM	- 6 dB: 12 kHz, - 60 dB: 24 kHz
			CW	- 6 dB: 500 Hz, - 50 dB: 2 kHz
	Image ratio		2 m band	More than 65 dB
			70 cm band	More than 60 dB
			23 cm band	More than 55 dB
	IF SHIFT variable range			More than \pm 0.9 kHz
	RIT variable range		LSB, USB, CW	\pm 1.9 kHz
			FM	\pm 9.9 kHz
Squelch sensitivity		LSB, USB, CW	Less than 0.20 μ V	
		FM	Less than 0.16 μ V	
Output			1.5 W across 8 ohms load (10% distortion)	
Output load impedance			8 ohms	

Notes:

- *1: Frequency range for M2 type is 430~440 MHz.
- Circuit and ratings are subject to change without notice due to advancements in technology.

2-2. ACCESSORIES

Unpack your TS-790A/790E carefully and confirm that it is supplied with the following accessories.

Dynamic microphone	T91-0352-15	1 ea.
DIN plug (7-pin)	E07-0751-05	1 ea.
DIN plug (13-pin)	E07-1351-05	1 ea.
DC power cable assembly	E30-2065-05	1 ea.
Fuse (15A)	F05-1531-05	1 ea.
Connector cable for the Tone unit (Except U.K. and Europe version)	E31-3453-05	1 ea.
Control location sticker	B42-3314-04	1 ea.
External control Instruction Manual	B50-8262-XX	1 copy
Instruction Manual	B50-8254-XX	1 copy
Warranty card (U.S.A. and Europe version only)		1 ea.

After unpacking

Shipping container:

Save the boxes and packing in the event your unit needs to be transported for remote operation, maintenance, or service.

F Ringraziamenti

Per prima cosa ringrazio i miei genitori che mi hanno mantenuto. I miei genitori dovrebbero ringraziarmi per il fatto che sono relativamente economico. Ringrazio mio fratello Cristiano, noto anche come “orange“ Piccinato, se ti dovessi mai laureare, vedi di metterci meno tempo di me (non è poi così difficile). Ringrazio anche il nonno, la nonna e tutti gli zii e cuginetti. Poi un grazie a tutto il personale dell’osservatorio che mi ha dato una mano: Igor, Veronica, Lucio, Mauro e ovviamente Maurizio (ce ne sono altri, ma ho sempre avuto problemi con i nomi). Grazie al professor Valentinuzzi che ha accordato a me e a Mario un sacco di fiducia e libertà per la scrittura della tesi. Un particolare ringraziamento al professor Fragiaco che mi ha aiutato moltissimo per tutto il tempo del tirocinio e mi ha insegnato parecchie cose. In primis mettere più figure e tabelle. Magari anche qua. Grazie anche ad Alessandro per il supporto dal lato computer: da solo non avrei mai fatto funzionare latex e soprattutto subversion. Poi grazie a tutti i miei allegri compagni di studi e amici che mi hanno indicato le aule in cui si faceva lezione, prestato appunti (che vita sarebbe senza gli appunti di Marco Driusso e Anita DiIasio) e tenuto alto il morale. Senza di loro ci avrei messo almeno altri due anni a finire. Grazie a tutti i coinquilini passati, belli o brutti, simpatici o meno. Un evviva per la casa degli elfi e la mia fantastica prima stanza. Menzione d’onore per via Ricci 3 che è stata quasi una seconda famiglia, con ottima cucina casalinga che non fa mai male (un bel “brave“ alle cuoche). Particolare dedica a Dario, che mi ha lasciato la Tv e la playstation nel mese di Agosto, quando dovevo rimanere a TS a fare il tirocinio. Probabilmente se sono ancora vivo qualche merito lo hai e ti prometto che prima o poi vengo a casa tua a tagliare il bosco (non è un doppio senso).